NUMERO
4
LIRE 350

hallicrafters

SX-111

Il nuovo ricevitore per tutte le bande dilettantistiche, modello SX-111, presenta caratteristiche eccezionali uguali all'ormai famoso SX-101 e offre all'amatore un apparecchio di classe ad un prezzo moderato.

CARATTERISTICHE: Ricezione di 5 bande: 80, 40, 20. 15, 10 metri più una banda speciale sintonizzabile a 10 MHz per calibratore a cristallo e taratura WWV. Sensibilità di 1 microvolt su tutte le bande. Cinque gradi di selettività da 500 a 5000 Hz di banda. Comando per la selezione delle bande laterali. Filtro a T. Trimmer d'antenna. Calibratore a quarzo. Ogni banda copre completamente la larghezza del quadrante. « S-meter ». Bocchettone per antenna coassiale da 50 Ohm. Presa per il microfono sul pannello frontale. Terminali per altoparlanti da 3,2 e 500 Ohm. Terminali di silenziamento del ricevitore sulla parte posteriore del telaio.

COMANDI: Sintonia, indicatore di sintonia, trimmer d'antenna, indice di frequenza, guadagno R.F., selettore di banda, guadagno B.F., selettività, inserimento e disinserzione BFO e CVA, limitatore di disturbi, interruttore di accensione, « Stand-by », banda superiore e banda inferiore, taratura.

TUBI ELETTRONICI: Dieci più uno stabilizzatore di tensione e rettificatore:
2-6DC6, 6BYC6, 6C4, 6BA6, 12AT7, 6CB6, 6BJ7, 12AX7 e 6AQ5.
Dimensioni: cm. 23 x 54 x 33. Peso con imballo: kg. 20 circa.

SX-100

Il ricevitore SX-100 ha dato eccellenti risultati in questi ultimi anni per impieghi industriali, dilettantistici e militari. L'esperienza tecnica della Hallicrafters ha conseguito ancora una volta una brillante affermazione nel campo delle costruzioni per uso civile e per uso militare. E' stato così possibile concentrare nel ricevitore SX-100 tutte le migliori prestazioni che si possono desiderare da un apparecchio ricevente destinato ad impieghi diversi.
CARATTERISTICHE: Compensazione termica del circuito dell'oscillatore locale; oscillatori di seconda conversione controllati a quarzo; sintonia con demoltiplica ad ingranaggi; espansione di banda; comando di selezione della banda laterale; filtro anti-rumori; calibratore a cristallo di quarzo da 100 kHz.
GAMMA DI FREQUENZE: 4 bande: 358 kHz ÷ 35 MHz. Larghezza di banda tarata per bande da 80, 40, 20, 15 e 10 metri.
COMANDI: Volume, sintonia, espansore di banda, sensibilità, selettore di banda, selettività, volume, risposta (selettore superiore ed inferiore, della banda laterale), indice della frequenza, trimmer d'antenna. Commutatori: taratura, ricezione e « stand-by », C.A.V., limitatore dei disturbi, AM/CW/SSB.
COLLEGAMENTI ESTERNI: Morsetti per l'altoparlante da 3,2/500 ohm; bocchettone per antenna unipolare o bipolare e innesto coassiale; presa fono; innesto per comando a distanza per funzionamento in CC; morsetti per uscita di BF; presa per il microfono.
TUBI ELETTRONICI: 12 più 1 rettificatore ed un tubo stabilizzatore di tensione.
ALIMENTAZIONE: 105-125 volt, 50-60 Hz CA.
Mobile in metallo grigio e nero. Dimensioni: cm. 54 x 24 x 30 circa. Peso con imballo: kg. 22 circa.

ANNO XXXIII 4

APRILE 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

semiconduttori professionali

transistori per commutazione a tensione elevata

Sono transistori al germanio pnp
a giunzione di lega, adatti per commutazione
in applicazioni professionali e militari
quando siano richieste
elevata tensione, stabilità delle caratteristiche
ed un alto grado di affidamento.

Tra le varie applicazioni speciali:
circuiti con indicatori al neon,
circuiti di comando di relais,
circuiti numeratori a lettura diretta.

		V_{CBO} (volt)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	f_{ab} (Mc)	I_{CBO} (μA) a V_{CB} (V)	V_{CE} (SAT) (mV)
45 volt	2G 524	—45	500	225	35	2.0	10 a - 30 100 a - 45	83 $I_c = 20$ mA $I_b = 2.0$
	2G 525	—45	500	225	52	2.5	10 a - 30 100 a - 45	83 $I_c = 20$ $I_b = 1.33$
	2G 526	—45	500	225	73	3.0	10 a - 30 100 a - 45	85 $I_c = 20$ $I_b = 1.0$
	2G 527	—45	500	225	91	3.3	10 a - 30 100 a - 45	93 $I_c = 20$ $I_b = 0.67$
70 volt	2G 1024	—70	500	225	35	2.5	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ mA $I_b = 2.0$
	2G 1025	—70	500	225	52	2.8	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ $I_b = 1.33$
	2G 1026	—70	500	225	73	3.2	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ $I_b = 1.0$
	2G 1027	—70	500	225	91	3.6	10 a - 30 30 a - 70	80 $I_c = 20$ $I_b = 0.67$
105 volt	2G 398	—105	100	100	57	1.0	14 a - 2.5 50 a - 105	110 $I_c = 5$ mA $I_b = 0.25$

licenza general electric co. U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a. agrate milano italia

uffici di milano: via c. poma 61 - tel. 723.977

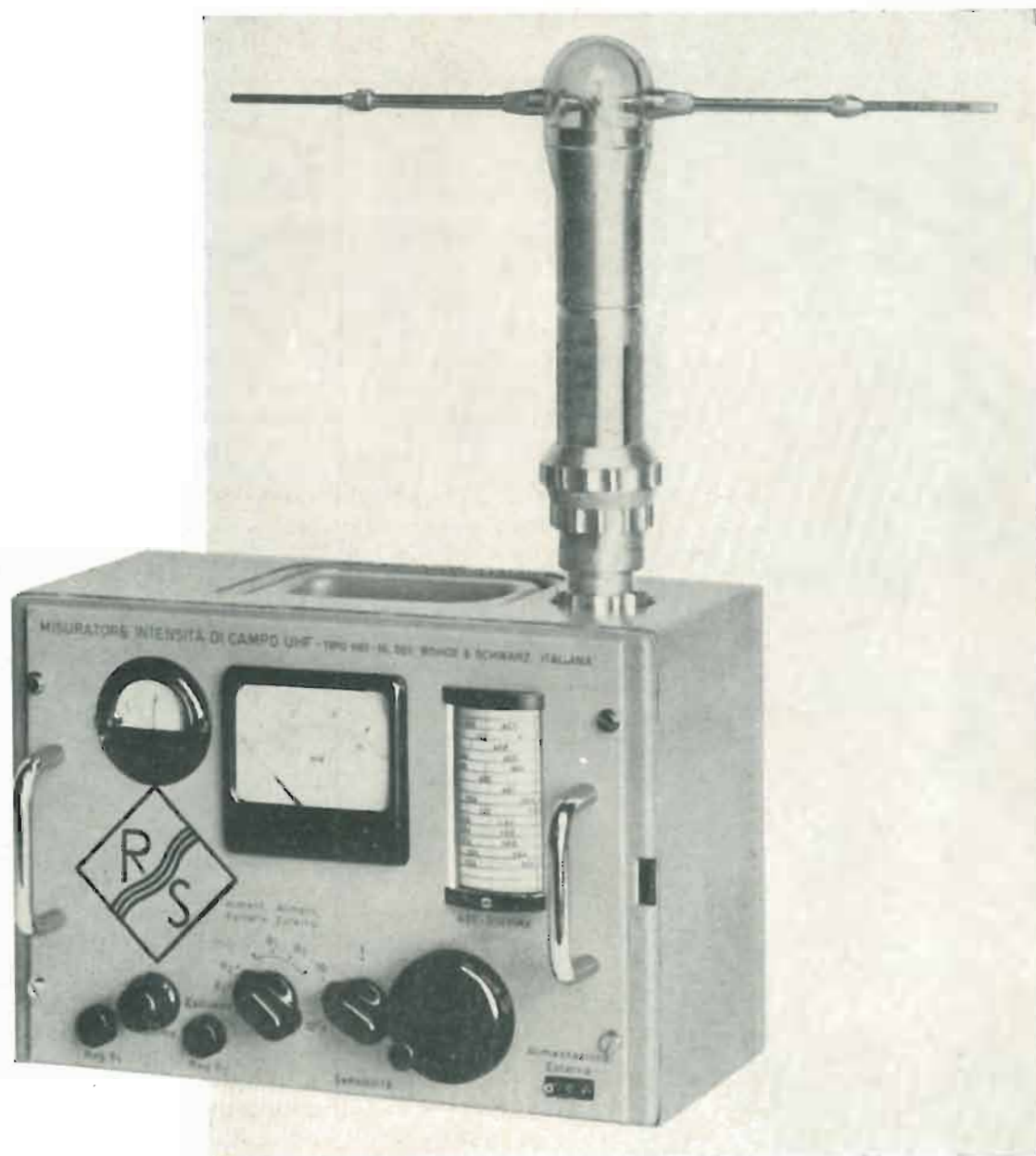
dott. ing. Alessandro Banfi

Sviluppi e tendenze della radio - TV alla Fiera di Milano

Eccoci nuovamente all'annuale appuntamento, (il 39°), della formidabile manifestazione della produttività mondiale, quale è la Fiera di Milano.
Il settore Radio-TV, che è quello che ci interessa, presenta quest'anno parecchie novità tecniche, molte delle quali, anche se potranno sfuggire alla prima sommaria osservazione dei profani, interesseranno molto invece i più tecnicamente competenti.
Nel campo dei radioricevitori si accentua ognor più la prevalenza dei transistori nei rispetti dei tubi elettronici.
Il ricevitore a transistori non è più localizzato ai tipi tascabili o portatili, ma investe tutte le categorie di apparecchi, dal tipo domestico da tavolo all'autoradio, dalla fonovaligia al radiofonografo ad alta qualità. Il costo d'esercizio con batterie a secco e transistori di durata praticamente infinita è ormai uguale od inferiore a quello di un ricevitore a valvole: se a ciò si aggiunge l'enorme vantaggio e comodità derivante dall'abolizione del cordone d'alimentazione e relativa schiavitù della presa di corrente, è facile spiegare il grande favore del pubblico per questi nuovi radioricevitori.
Si assiste anzi ad un netto movimento di rinnovo del "parco" nazionale dei radioricevitori, con la messa in disuso del vecchio apparecchio a valvole, sostituito dai nuovi tipi transistorizzati. Tanto più che la tecnica odierna offre ricevitori provvisti di tutte le gamme d'onda, medie, corte e modulazione di frequenza, oltre a volumi e qualità sonore non inferiori almeno, ai classici apparecchi a valvole.
Non è azzardato attribuire l'attuale netta ripresa della Radio, a questa importante evoluzione dei radioricevitori.
Nel settore della TV, ha una netta influenza il prossimo inizio delle trasmissioni del 2° programma, nella gamma delle U.H.F.
Tutti i televisori sono infatti provvisti del gruppo U.H.F., quasi sempre commutabile istantaneamente a tasto.
Il sintonizzatore U.H.F. affermatosi inizialmente con la conversione a diodo di ispirazione americana, si è evoluto verso il tipo europeo a due valvole con preamplificatore in alta frequenza.
Tale tipo offre il vantaggio di un maggior guadagno e soprattutto di una minore irradiazione disturbante.
L'apparizione di nuovi tubi elettronici ad alta frequenza, hanno favorito la elaborazione di nuovi circuiti relativi ai gruppi ad alta frequenza (amplificazione e conversione), alle medie frequenze (che possono ridursi senza sacrifici di sensibilità in due soli stadi), all'amplificazione e discriminazione dell'audio M.F. (con miglioramento della funzione limitatrice e conseguente riduzione al minimo del ronzio e disturbi), oltre a tanti altri che ci è qui impossibile citare.
Un'interessante ed utilissima innovazione circuitale che è stata ormai adottata dai principali costruttori è quella della sintonia automatica sia sui canali VHF (1° programma), che su quelli UHF (2° programma). Uno speciale circuito elettronico, che richiede una valvola in più, assicura la perfetta sintonizzazione automatica della portante video, consentendo il miglior impiego del televisore anche al profano più sprovveduto.
Altri interessanti automatismi circuitali sono stati introdotti da costruttori di gran nome, particolarmente tedeschi: il contrasto e la luminosità regolati automaticamente col variare dell'illuminazione dell'ambiente; la stabilizzazione automatica delle dimensioni del quadro col variare della tensione di

(il testo segue a pag. 186)

dott. ing. Ilario Bertelli e Franco Malter

Indicatore di intensità di campo UHF (430...590 MHz)*

IL MOLTIPLICARSI dei programmi irradiati, la saturazione della gamma di frequenza delle VHF (Very High Frequency) ha reso di attualità l'impiego di gamme di frequenza più elevate ed ha imposto, in particolare, che per il nuovo programma televisivo venisse adottata la gamma di frequenza delle UHF (Ultra High Frequency).

Come è noto la propagazione di tali frequenze elevate, risente estremamente della presenza di ostacoli nel loro cammino: si intuisce quindi la difficoltà di previsione, in sede teorica, della distribuzione del campo elettromagnetico in un territorio orograficamente non omogeneo quale può essere il territorio italiano.

* Sviluppato e costruito presso i laboratori della ROHDE e SCHWARZ ITALIANA.

L'installazione di una rete trasmittente, lo studio dei diagrammi di irradiazione di antenne che possono avere elevati guadagni direzionali, la idonea dislocazione delle reti ripetitrici richiede quindi una notevole indagine sperimentale.
Si prospetta quindi l'utilità di strumenti che permettano di rilevare l'intensità di campo esistente, dotati di estrema maneggevolezza, peso limitato e forniti di alimentazione interna. La loro realizzazione, ottenibile con l'impiego di circuiti transistorizzati, è stata resa possibile dalla recente produzione di transistori dotati di elevata frequenza di taglio.

* * *

Un apparecchio che consenta di eseguire misure di intensità di campo con la valore ed in altri casi, quali nel rilevamento del diagramma d'irraggiamento di un'antenna, vengono rilevate delle misure relative in cui è sufficiente una precisione assoluta superiore a $\pm$ 3 dB.

1. - FUNZIONAMENTO E COSTITUZIONE

Le parti costituenti l'indicatore di campo HEI sono riportate nello schema a blocchi di fig. 2.
L'antenna viene connessa direttamente all'ingresso del ricevitore dotato di una entrata asimmetrica 50 o 60Ω; alla presa d'ingresso segue un attenuatore a decadi che effettua la partizione del segnale nei rapporti 1 : 1, 1 : 10 1 : 100, 1 : 1000 tramite un commutatore che permette, in una successiva posizione, di sorpassare l'attenuatore stesso. Si effettua così una moltiplicazione successiva dell'indicazione per il fattore 2.
La parte AF del ricevitore è costituita da un filtro di banda sintonizzabile cui segue un diodo convertitore in cui si effettua la mescolazione del segnale d'ingresso col segnale dell'oscillatore interno sintonizzabile: segue il primo filtro a FI dal quale, tramite un cavo a 60 Ω, il segnale convertito viene portato all'ingresso dell'amplificatore a FI.
La tensione a FI viene amplificata da sei stadi e quindi rivelata da un diodo onde ottenere una indicazione proporzionale al segnale d'ingresso (intensità di campo).
Segue il successivo stadio amplificatore separatore, un limitatore e quindi un discriminatore.
Questo fornisce il segnale necessario per pilotare l'amplificatore in BF e per ottenere l'indicazione di uno strumento che permetta l'esatta sintonia dell'apparato.
Nell'amplificatore a BF il segnale viene applicato a due stadi preamplificatori che pilotano un push-pull finale a bassa distorsione il quale fornisce una tensione sufficiente per l'ascolto tramite un altoparlante magneto dinamico.
L'alimentazione dell'apparato è ottenuta da due batterie di accumulatori al nichel-cadmio ricaricabili ad elevata capacità.

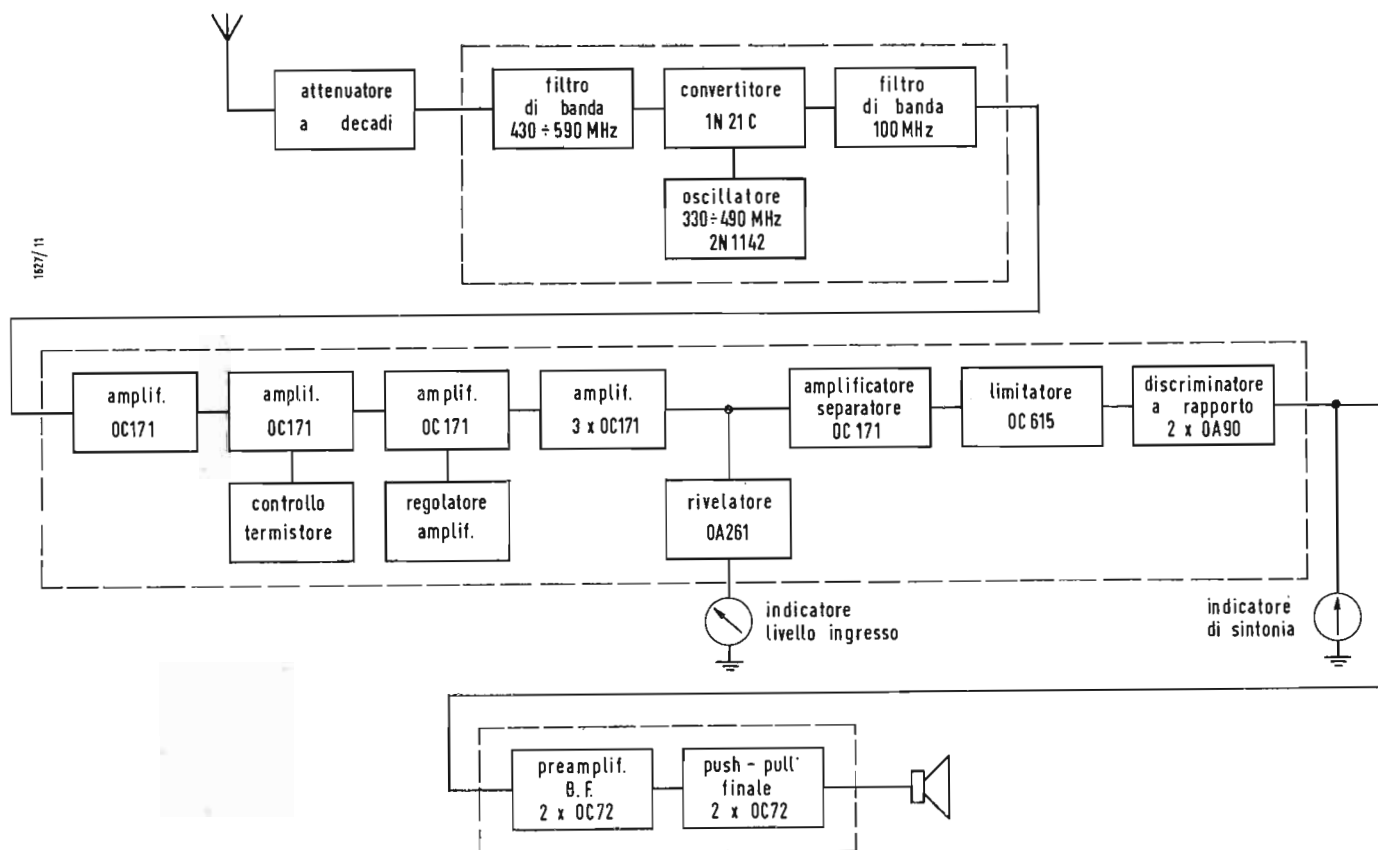



Fig. 2 - Schema a blocchi dell'indicatore di intensità di campo HEI.

precisione $\pm$ 2 dB e $\pm$ 3dB secondo le norme del CCIR risulta particolarmente costoso e soprattutto ingombrante e di difficile trasporto.
In molti casi, come risulta dall'esperienza, è pertanto sufficiente disporre di una precisione minore, di $\pm$ 6 dB, quale è offerta dall'indicatore HEI; infatti le variazioni di intensità nel campo di irradiazione di un trasmettitore in funzione delle condizioni atmosferiche e stagionali sono spesso superiori a tale

Questi accumulatori offrono le migliori garanzie di costanza della tensione durante la scarica; caratteristica questa molto importante per una buona misura.

1.1. - L'antenna

Quale antenna di misura viene utilizzato un dipolo simmetrico sintonizzabile nel quale il campo presente induce una tensione che viene portata al piede della antenna.
Il dipolo è sintonizzabile entro la gam-

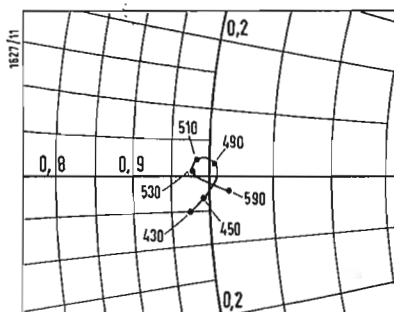



Fig. 3 - Diagramma del rapporto d'onda stazionaria al piede dell'antenna.

ma 430 ÷ 590 MHz: l'impedenza al suo centro risulta inferiore al valore teorico di 73 Ω a causa delle dimensioni finite del dipolo, non trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda.

Tale impedenza, in corrispondenza della frequenza centrale della gamma

$$\frac{430 + 590}{2} = 510 \text{ MHz risulta}$$

essere di 58 Ω, tenendo conto di un rapporto fra raggio del dipolo e lunghezza d'onda.

$$\frac{a}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{0{,}5} = 5{,}1 \cdot 10^{-3}$$

Per ottenere un'impedenza di 50 Ω ai piedi del dipolo si impiega un trasformatore d'impedenza di lunghezza $\lambda/4$ = = 0,1475 m con impedenza caratteristica di

$$Z_c = \sqrt{58 \cdot 50} = 53{,}8\ \Omega$$

con rapporto D/d = 2,45 fra diametro del conduttore esterno ed interno.

Le dimensioni del conduttore interno vengono variate qualora si prescriva un'impedenza di uscita diversa da 50 Ω. Un simmetrizzatore di lunghezza $\lambda/4$, regolabile entro la gamma di sintonia, permette di passare dalla disposizione simmetrica dei dipoli all'uscita asimmetrica, al piede dell'antenna. L'andamento dell'impedenza di ingresso in funzione della frequenza è riportato in fig. 3.

Fra la tensione indotta nei dipoli V_{ant} e l'intensità di campo E si stabilisce la seguente relazione:

$$V_{ant} = E \cdot l_{eff}$$

Il fattore di proporzionalità l_{eff} è determinato dall'effettiva lunghezza dei dipoli.

Per un dipolo ideale si ha, per una perfetta sintonia

$$l_{eff} = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{2}{\pi}$$

La tensione di ingresso al ricevitore è data da

$$V_e = V_{ant} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s} = E \cdot l_{eff} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s}$$

dove R_e è la resistenza di ingresso del ricevitore e R_s la resistenza di radiazione dell'antenna.

Ai limiti della banda di frequenza si hanno i seguenti valori:

$$\text{a 430 MHz} \quad l_{eff} = \frac{0{,}7}{3{,}14} = 0{,}224$$

$$\text{a 590 MHz} \quad l_{eff} = \frac{0{,}51}{3{,}14} = 0{,}166$$

Poiché nel misuratore di campo HEI resistenza d'ingresso del ricevitore e resistenza di radiazione dell'antenna sono uguali, si ottiene per la tensione d'ingresso

$$V_e = E \cdot l_{eff} \cdot \frac{50}{50 + 50} = E \cdot \frac{l_{eff}}{2}$$

I valori di $l_{eff}/2$ variano entro la gamma di frequenza ricoperta fra 0,112 a 430 MHz e 0,083 a 590 MHz

Introducendo il fattore

$$K^I = \frac{2}{l_{eff}} \quad \text{tale fattore } K^I \text{ varia fra 9}$$

e 12

entro la gamma di frequenza; essendo

$$E = V_e \cdot \frac{2}{l_{eff}} = K^I\, V_e$$

relazione che ci permette di passare dalla tensione d'ingresso alla intensità di campo esistente, noto il valore del coef-

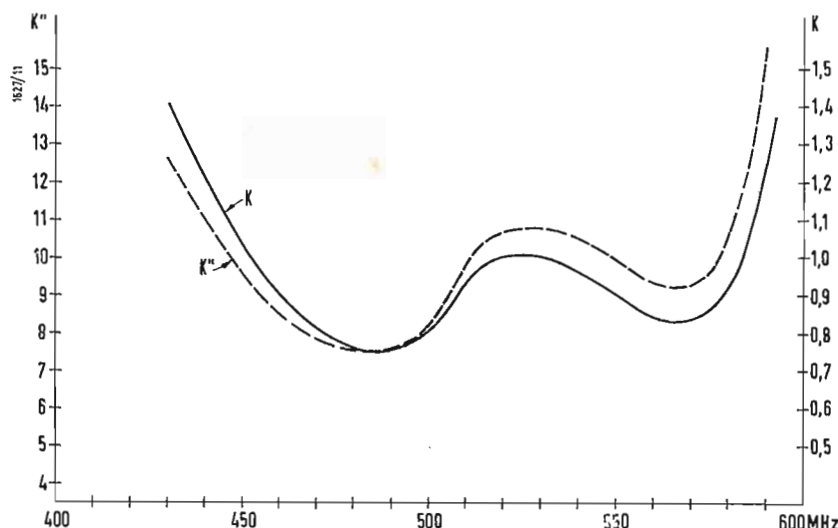



Fig. 4 - Diagramma dei coefficienti di correzione K e K'' in funzione della frequenza d'ingresso.

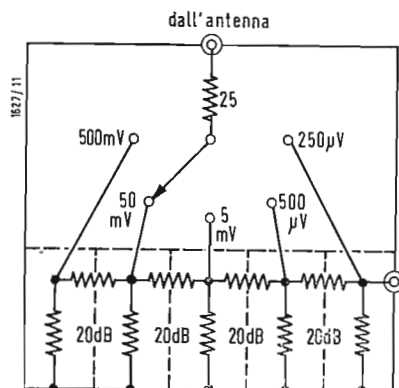



Fig. 5 - Schema dell'attenuatore a decadi.

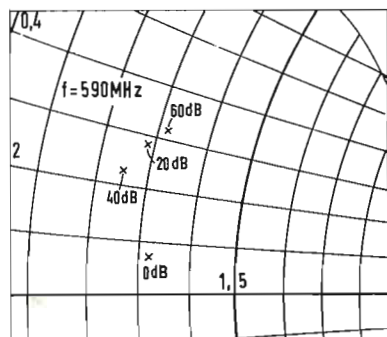
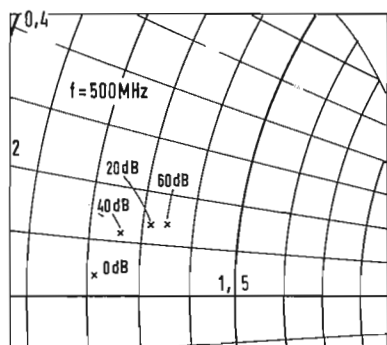
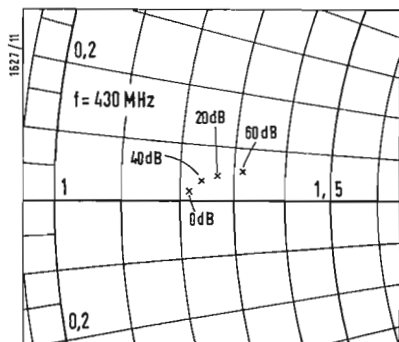



Fig. 6 - Andamento dell'impedenza d'ingresso del ricevitore.

ficiente di proporzionalità K^I.
Dato che la sensibilità del ricevitore varia in funzione della frequenza, si introduce un fattore K per cui risulti

$V_e = K \cdot V$ indicata

La relazione che ci permette di ricavare il valore dell'intensità di campo in funzione della tensione indicata è la seguente

$E = K^I V_e = K^I K \cdot V_{ind.} = K^{II} V_{ind.}$

Un diagramma sperimentale dell'andamento dei fattori K e K^{II} in dipendenza della frequenza è riportato in fig. 4.

1.2. - Attenuatore

Come descritto nello schema a blocchi, alla presa d'ingresso segue immediatamente l'attenuatore a decadi.
Lo schema dello stesso è riportato in fig. 5.
L'attenuatore è costituito da tre cellule a π di attenuazione 20 dB e da una cellula con attenuazione 6 dB aventi una impedenza caratteristica di 50 Ω; la prima viene chiusa su un resistore di 50 Ω mentre l'ultima viene terminata sull'ingresso della parte AF.
Sulla presa centrale del commutatore avremo perciò, in corrispondenza ad ogni scatto, un'impedenza di 25 Ω trovandosi in parallelo due cellule con impedenza caratteristica di 50 Ω; fra la presa d'ingresso e il contatto centrale del commutatore viene inserito un resistore di 25 Ω per ripristinare all'ingresso un'impedenza pari a 50 Ω.
I vantaggi ricavabili dall'inserzione di un attenuatore sulla parte in AF sono i seguenti:
1) Si assicura, nelle prime 4 posizioni del commutatore, una impedenza d'ingresso compresa entro tutta la gamma di frequenza in 50 Ω ± 20 Ω, come si rileva dai grafici allegati che riportano il diagramma rapporto onde stazionarie in funzione della frequenza e della posizione del commutatore (fig. 6).
La perdita d'inserzione costante è di 12 dB, di cui 6 dB dovuti alla resistenza da 25 Ω e 6 dB dovuti alla cellula terminale introducente un'attenuazione fissa.
In una successiva posizione del commutatore, l'ultima cellula viene sorpassata per cui la perdita d'inserzione viene ridotta a 6 dB; si ottiene così una maggiore sensibilità necessaria per una ricerca preliminare della sintonia a scapito dell'impedenza d'ingresso non più assicurata.
II) La tensione d'ingresso al ricevitore viene contenuta, in tutti i campi di misura, in una gamma ristretta.
Il diodo mescolatore viene perciò pilotato con una tensione pressochè costante, si evitano fenomeni di trascinamento della frequenza dell'oscillatore locale attraverso la tensione di entrata e si mantiene costante la perdita di conversione aggirantesi sui 6 dB.
III) Il diodo rivelatore può lavorare in una zona lineare della caratteristica qualunque sia il livello del campo esistente: le letture vengono eseguite su un'unica scala lineare.

1.3. - Convertitore in AF

L'uscita dell'attenuatore viene, tramite un cavo, connessa all'ingresso della parte AF il cui schema è riportato in fig. 7.

1.3.1. - Filtro di banda d'ingresso

È costituito da due circuiti risonanti a costanti distribuite accoppiati induttivamente.
L'adattamento dell'impedenza di ingresso, realizzato per il valore centrale della gamma di frequenza, è ottenuto con il condensatore C_{10}.
Il circuito risonante è formato da una linea di lunghezza inferiore a $\lambda/4$ terminata da un condensatore variabile e da un trimmer che facilita l'allineamento dei vari circuiti.
Le condizioni di sintonia si realizzano quando sia verificata la relazione

$$\frac{1}{\omega C} = \omega L$$

essendo ωL l'impedenza della linea alla pulsazione ω

$$\omega L = Z_I \, tg \frac{2 \pi l}{\lambda}$$

ove Z_I è l'impedenza caratteristica della linea di tramissione, λ la lunghezza di onda corrispondente alla frequenza di risonanza ed l la lunghezza della linea.
Risulta

$$Z_I = 138 \, log_{10} \frac{D}{d} + 3{,}54$$

essendo D il diametro inscritto al quadrato costituente le pareti esterne della cavità (si trascurano nel calcolo di Z_I i termini di ordine superiore) e d il diametro della linea.

Per un rapporto $\frac{D}{d} = 4$ risulta

$Z_I = 138 \, log_{10} 4 + 3{,}54 = 86{,}54 \ \Omega$

Tenendo conto di una capacità di 4 pF a variabile completamente aperto, dovuta al trimmer di allineamento e alla capacità residua del variabile, determiniamo la lunghezza della linea per la massima frequenza di sintonia
$f = 590$ MHz

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \pi \cdot 590 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-12}} =$$

$= 67{,}3 \ \Omega$

In condizioni di risonanza

$$Z_I \, tg \frac{2 \pi l}{\lambda} = 67{,}3 \ \Omega$$

$$l = \frac{\lambda}{2 \pi} \text{ arctg } \frac{67{,}3}{Z_I} = 5{,}3 \text{ cm}$$

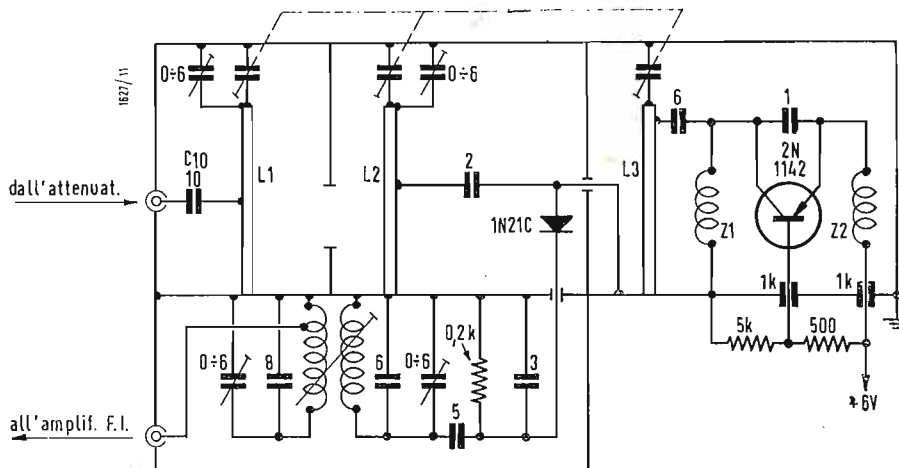



Fig. 7 - Schema elettrico del convertitore UHF.

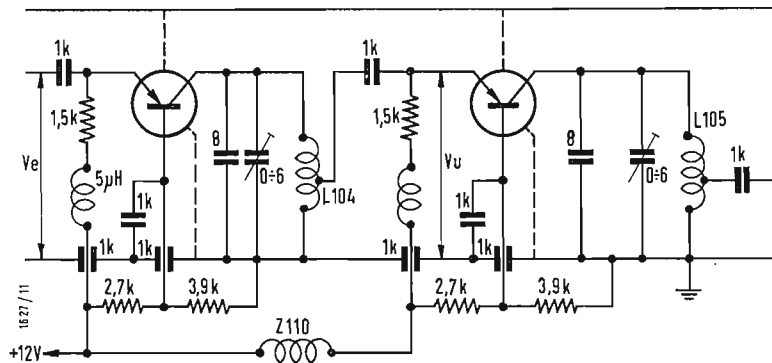



Fig. 8 - Stadio amplificatore a FI (100 MHz).

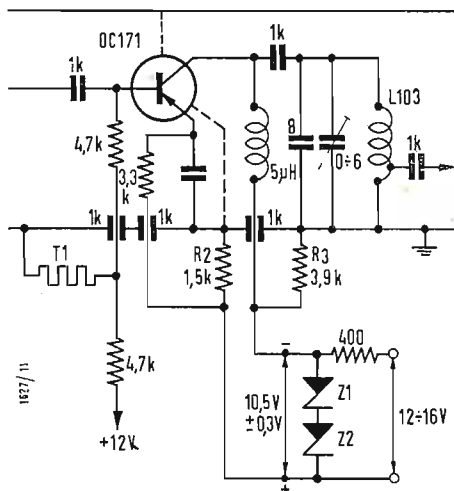



Fig. 9 - Stadio compensatore delle variazioni di amplificazione con la temperatura.

Per la frequenza più bassa della gamma $f = 430$ MHz

$$Z_I \, tg \frac{2 \pi l}{\lambda} = 44{,}6 \ \Omega$$

$$\frac{1}{\omega C} = 44{,}6 \ \Omega$$

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot 430 \cdot 10^6 \cdot 44{,}6} = 8{,}3 \text{ pF}$$

Si è realizzato un condensatore variabile in aria con variazione di capacità di 4,5 pF.

1.3.2. - Oscillatore

La frequenza dell'oscillatore si trova al di sotto della frequenza di ingresso a causa delle restrizioni imposte dalla frequenza di taglio dei transistor attualmente reperibili; l'oscillatore è sintonizzabile con continuità nella gamma 330 ÷ 490 MHz per cui il valore della media frequenza viene fissato intorno a 100 MHz.

Ciò porta ad una notevole sicurezza della frequenza immagine, superiore ad 80 dB.

Viene utilizzato, quale oscillatore, un transistor Texas 2 N 1142, la cui frequenza di taglio, in un circuito con base comune, è di 600 MHz.

Il circuito con base comune è il più adatto quale oscillatore perchè la reazione si stabilisce con facilità fra collettore ed emettitore dato che la corrente di emettitore è quasi in fase con quella di collettore.

La reazione si stabilisce o attraverso la capacità interna del transistor (alle alte frequenze) o tramite una capacità connessa esternamente fra collettore ed emettitore (alle basse frequenze).

L'oscillazione si stabilisce in quel punto della curva di impedenza del circuito ri-

sonante in cui la fase della reazione è corretta; essa dipende, oltre che dal valore della capacità C_{13}, dalle condizioni di alimentazione.
Le condizioni normali di funzionamento sono le seguenti:

$V_{CE} = 6$ V $\quad I_{emett} = 15$ mA

La tensione di oscillatore resa su un'impedenza di 50 Ω è di 0,7 V sull'intera gamma.

1.3.3. - Convertitore

Per la conversione viene utilizzato un diodo al silicio tipo 1N21C, accoppiato induttivamente con la linea di oscillatore e capacitivamente con la linea del filtro di banda.
Il diodo è chiuso su un resistore da 200 Ω che ne fissa l'impedenza di chiusura e realizza la condizione per una minima perdita di conversione compresa fra 6 e 9 dB entro l'intera gamma di frequenza.
Il filtro di banda, sintonizzato sulla frequenza intermedia di 100 MHz, effettua una trasformazione d'impedenza che permette il collegamento, tramite un cavo da 60 Ω, con il pannello costituente l'amplificatore a F.I.

1.4. - Amplificatore a FI

Lo schema di uno stadio amplificatore a FI è riportato in fig. 8; impiega un transistor OC 171 collegato con base a massa avente un'amplificazione media di potenza di 12 dB.
Il circuito risonante, collegato al collettore, è compensato termicamente per evitare spostamenti di sintonia; la bobina del circuito oscillante è sottoposta ad una serie di cicli termici da — 20 a + 60°C ed in parallelo al trimmer di sintonia è posto un condensatore il cui coefficiente di temperatura compensa le variazioni di induttanza delle bobine.

Si contiene così lo spostamento di sintonia entro ± 25 kHz nell'intorno della frequenza di sintonia a 20 °C.

Il secondo transistor della catena amplificatrice, il cui schema è riportato in fig. 9, viene utilizzato per compensare le variazioni di guadagno degli stadi col variare della temperatura ambiente. Lo stadio è collegato con emettitore a massa agli effetti della tensione a RF; sulla base viene effettuato il controllo della amplificazione variando il potenziale V_{EB} con un partitore dalla tensione di batteria, contenente l'elemento sensibile alla temperatura.

La polarizzazione V_{CE} viene effettuata con la tensione stabilizzata ottenuta dai diodi Zener Z_1 e Z_2, che forniscono una tensione di 10,5 ± 0,3 V per tensioni di batteria comprese fra 12 e 16 V, il partitore R_2 R_3 definisce un riferimento rispetto al potenziale di massa ed ottiene la chiusura del circuito emettitore base agli effetti della corrente continua circolante nella giunzione. Ad un aumento della temperatura corrisponde una diminuizione di resistenza del termistore T_1 e quindi una diminuzione del potenziale di base rispetto a massa.

La tensione V_{EB} aumenta, con conseguente incremento della corrente di base e quindi di collettore; poichè la polarizzazione iniziale, per una temperatura ambiente di 20° C, viene scelta in corrispondenza del tratto iniziale della caratteristica $I_E = f(I_b)$, ad un aumento

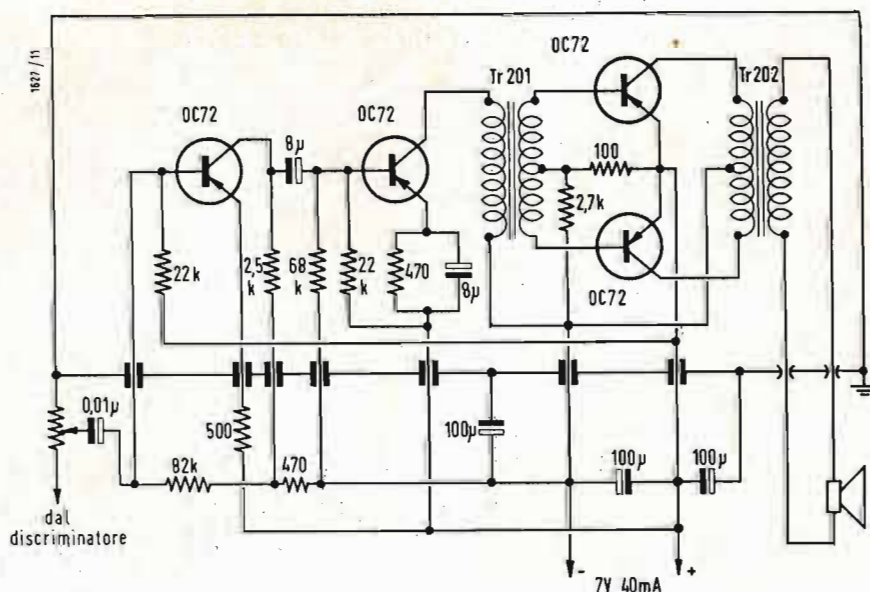



Fig. 10 - Schema elettrico dell'amplificatore di BF.

della corrente di base corrisponde un incremento del coefficiente α' di amplificazione di corrente.

Tale controllo consente di contenere entro $\pm$ 1 dB le variazioni di guadagno dell'amplificatore a FI per oscillazioni di temperatura fra -10 e $+45$ °C.

Sul terzo stadio viene effettuata la regolazione, in sede di taratura o in seguito all'invecchiamento dei transistor, dell'amplificazione a FI; mediante un potenziometro si varia la tensione di alimentazione dello stadio con conseguente variazione di amplificazione; la regolazione deve essere contenuta entro $\pm$ 3 dB al fine di evitare contemporanei spostamenti di sintonia.

Precede il discriminatore di frequenza uno stadio limitatore che impiega il transistor OC 615, la cui soglia di saturazione viene raggiunta con una bassa tensione di pilotaggio. Per evitare che le variazioni dell'impedenza di ingresso del transistor limitatore in funzione del livello del segnale di ingresso alterino le condizioni di linearità dello stadio su cui si effettua la rivelazione, fra questi due stadi viene interposto un amplificatore separatore.

Segue il discriminatore di frequenza, realizzato secondo il principio del discriminatore a rapporto, che utilizza una coppia selezionata di diodi OA 90: la tensione risultante da essi prodotta viene sfruttata per l'indicazione diretta della sintonia.

1.4.1. - Dati caratteristici

L'amplificatore a FI presenta un guadagno complessivo di potenza di 70 dB con una larghezza di banda a 3 dB di 800 kHz; il fattore di rumore è di 4,5 kTo.

La presenza dello stadio limitatore assicura una sufficiente attenuazione della modulazione di ampiezza residua.

L'attenuazione in BF di un segnale modulato in ampiezza a 1 kHz con percentuale di modulazione m = 80% rispetto ad un segnale modulato in frequenza a 1 kHz con 75 kHz di deviazione risulta maggiore di 26 dB per segnali di ingresso superiori a 250 μV.

La larghezza di banda dell'amplificatore a FI permette una sufficiente selezione dei segnali in ingresso al ricevitore; se la sintonia viene effettuata sulla portante audio di un canale televisivo l'attenuazione della portante video corrispondente è superiore a 80 dB.

Poichè l'indicazione della tensione di ingresso viene effettuata con un circuito rivelatore di tensioni di picco, si possono eseguire misure di profondità di modulazione della portante video permesse dalla sufficiente larghezza di banda dell'amplificatore.

Un segnale completamente nero provoca una differenza della indicazione del 10%; un segnale completamente bianco dà una differenza dell'indicazione del 40%.

1.5. - Amplificatore in BF

Lo schema dell'amplificatore è riportato in fig. 10. Il segnale modulante, rivelato dal discriminatore a rapporto, viene applicato a due stadi preamplificatori fhe pilotano lo stadio finale in controase accoppiato, tramite traslatore, ad un altoparlante magnetodinamico.

L'ampiezza del segnale viene regolata dal potenziometro a caratteristica logaritmica R_{304}.

La potenza in uscita dello stadio amplificatore, per un segnale modulato a 1 kHz con 75 kHz di deviazione è di ca. 100 mW.

La risposta in frequenza è contenuta entro 3 dB per frequenze modulanti comprese fra 100 Hz e 9 kHz.

La distorsione di frequenza è contenuta entro 5% per segnali modulanti compresi nella gamma di risposta dell'amplificatore con deviazione di 75 kHz.

2. - ALIMENTAZIONE

L'alimentazione viene effettuata con due batteria di accumulatori al nichel-cadmio, tipo DEAC, dotate di una capacità di erogazione di 500 mAh.

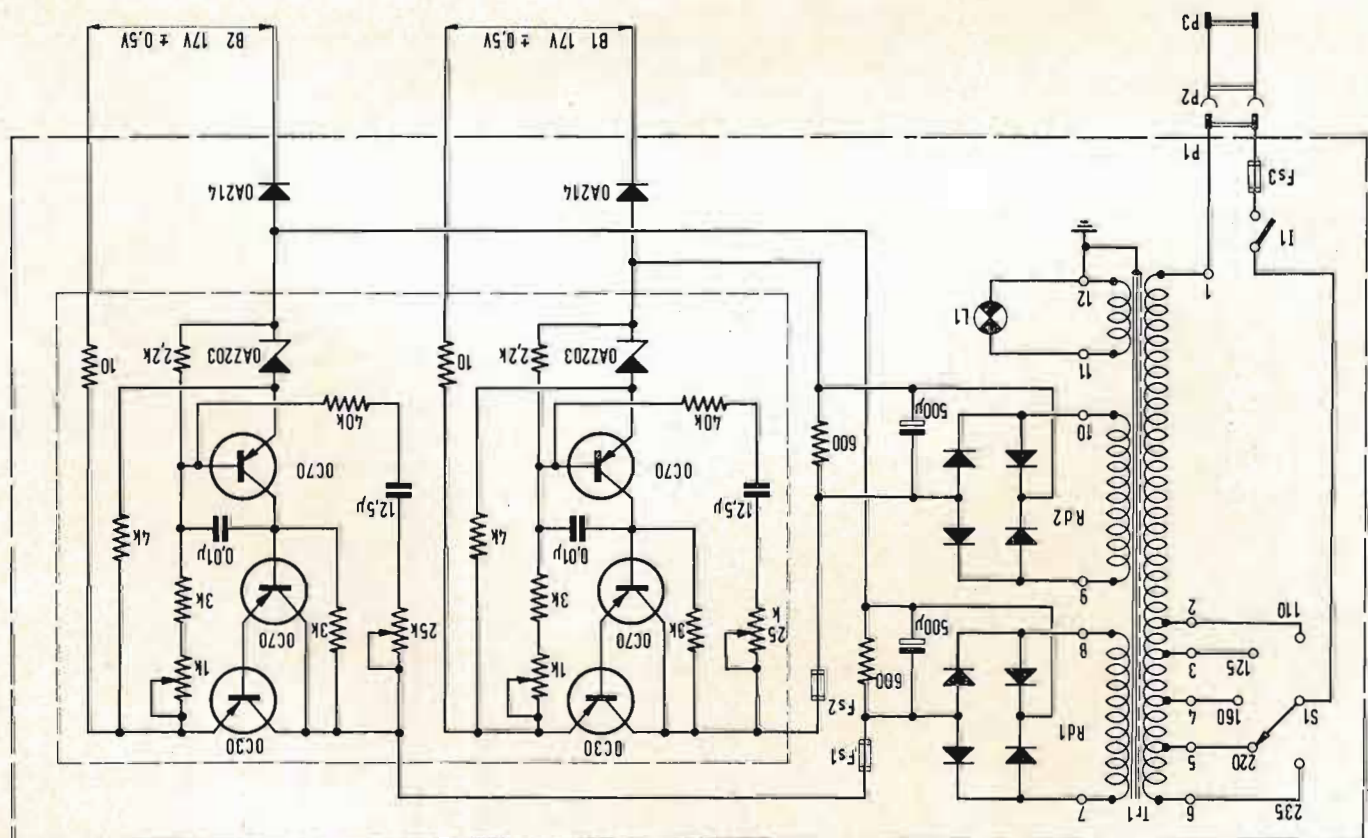



Fig. 11 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato.

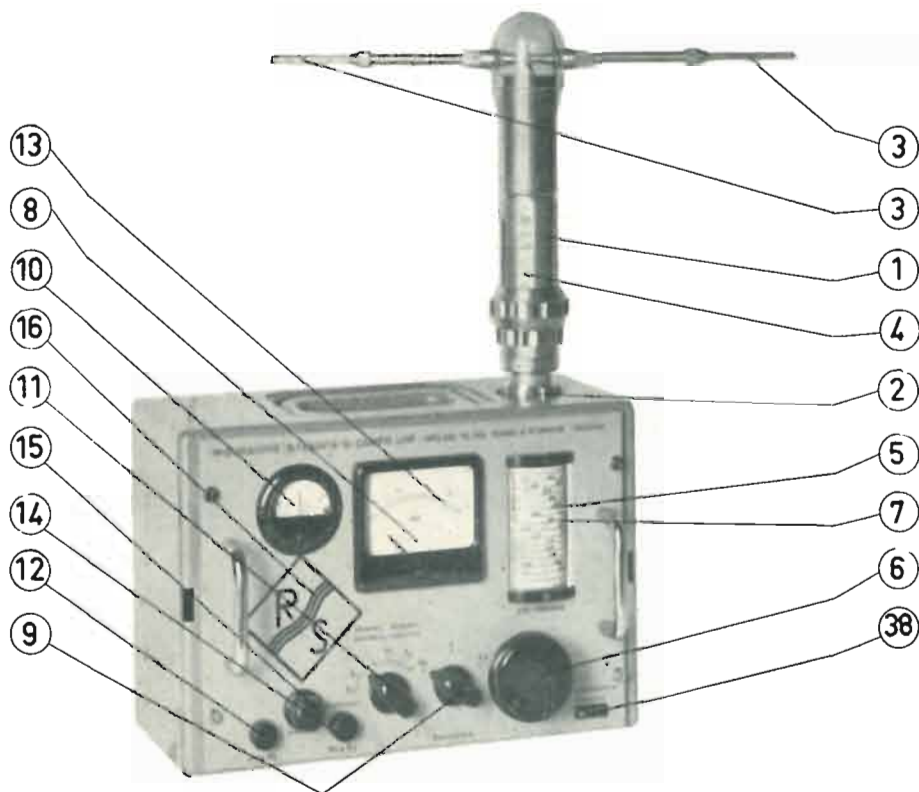



Fig. 12 - Distribuzione dei principali comandi dell'indicatore di campo HEI.

Poichè il consumo totale dell'apparato si aggira su 90 mA, le batterie assicurano una durata di funzionamento di ca. 10 h. La ricarica delle batterie viene compiuta con l'alimentatore stabilizzato tipo AT 1 il cui schema è riportato in fig. 11.
Esso assolve le seguenti funzioni:
a) Ricarica completa delle batterie in un tempo di ca. 15 h.
b) Alimentazione indipendente dell'indicatore HEI.
c) Funzionamento in tampone con ricarica delle batterie e contemporanea alimentazione dell'indicatore di cui viene assicurata la continuità di funzionamento.
L'alimentatore è previsto per tutte le tensioni di rete 110, 125, 160, 220, 235 V commutabili esternamente.
Esso è composto di due sezioni le quali forniscono una tensione continua stabilizzata di 17 V $\pm$ 0,5 % per variazioni di rete comprese entro $\pm$ 10 %, con una erogazione massima di 100 mA.

3. - MODALITA' DI IMPIEGO

3.1. - Controllo della tensione di alimentazione

3.1.1. - Funzionamento con alimentazione interna

Nelle condizioni di alimentazione mediante le batterie di accumulatori incorporate, è necessario verificare la loro condizione di efficienza.
Commutare con la manopola (11) (vedi fig. 12) sulla posizione B_1 *Alimentazione interna* e verificare che l'indice dello strumento si porti in corrispondenza del campo rosso di marcatura della scala (13); in caso contrario agire sul potenziometro *Reg* B_1 (12) fino a portare l'indice al centro della marcatura. Commutare nella posizione B_2 azionando precedentemente l'interruttore coassiale al potenziometro di regolazione di volume (15) col quale si alimenta l'amplificatore in BF; col potenziometro *Reg* B_2 (14) portare l'indice rosso al centro della marcatura.
Se tali regolazioni non fossero possibili, si provveda alla ricarica degli accumulatori, inserendo il cavo di alimentazione proveniente dall'alimentatore sulla presa (38) *Alimentazione esterna* portando il commutatore (11) nella posizione *Esclusa*.

3.1.2. - Funzionamento con alimentazione esterna

Inserire il cavo di alimentazione proveniente dall'alimentatore sulla presa (38); verificare e regolare le condizioni di alimentazione col procedimento sopra esposto portando il commutatore (11) nella posizione *Alimentazione esterna*.
Qualora le batterie di accumulatori fossero inserite, l'alimentazione è di tipo misto o a tampone, in quanto l'alimentatore provvede contemporaneamente alla ricarica degli accumulatori.

3.2. - Inserzione dell'antenna

Innestare sulla presa Dezifix B di ingresso l'antenna di misura (1) regolando la lunghezza dei dipoli (3) e la posizione del simmetrizzatore (4) in corrispondenza delle rispettive scale di taratura sulla frequenza di ricezione.
Nel disporre l'indicatore HEI si presti attenzione che in prossimità del dipolo non si abbiano corpi riflettenti che potrebbero eventualmente sfalsare in misura rilevante il risultato della misura.
Nelle misure al suolo o su elementi metallici si tenga l'antenna sufficientemente elevata per evitare influenze sulla caratteristica del dipolo con conseguenti errori di misura.

4. - MISURA DELL'INTENSITA' DI CAMPO

Per effettuare tale misura porre il commutatore (9) nella condizione di massima sensibilità e sintonizzare l'indicatore HEI con la manopola (6) sulla frequenza di ricezione sino a portare l'indice dello strumento (10) nella posizione centrale; il valore della frequenza può essere letto sulla scala (5).
Qualora l'indice dello strumento indicatore superi il fondo scala, si ponga il commutatore (9) in posizione di minore sensibilità.
L'intensità di campo E in µV/m o in mV/m viene ottenuta moltiplicando la lettura V_{ind} per il fattore K^{II} che è ricavato dalla curva di correzione fig. 4 che viene allegata all'apparecchio.

5. - ASCOLTO DELLA MODULAZIONE

La modulazione audio di un trasmettitore FM o TV può essere ascoltata con l'altoparlante incorporato.
Per fare ciò basta estrarre la manopola

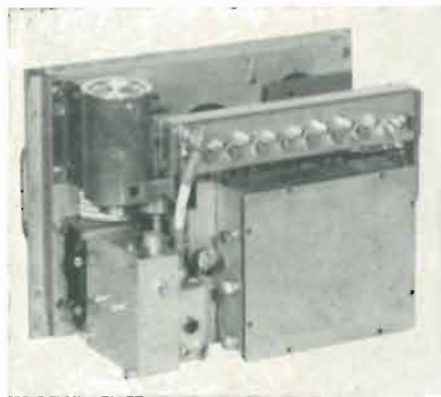



Fig. 13 - Aspetto interno del misuratore.

del potenziometro reg. volume (15) col quale si alimenta lo stadio amplificatore di BF.
La regolazione continua dell'intensità sonora viene ottenuta col potenziometro logaritmico (15).

6. - MISURA DI TENSIONE A RF

La tensione da misurare viene portata direttamente alla presa Dezifix di ingresso; la misura viene effettuata con le stesse modalità sopra esposte aggiustando la scala di frequenza sulla frequenza della tensione da misurare e sintonizzando in modo da ottenere la massima indicazione dello strumento.
La tensione indicata (μV oppure mV) deve essere moltiplicata per il fattore K, dipendente dalla frequenza, il cui andamento è riportato nelle curve di taratura allegate.

Si noti che all'ingresso dell'indicatore si può portare una tensione massima di 1 V; le resistenze costituenti l'attenuatore di ingresso sarebbero danneggiate allorquando la tensione dovesse superare questo valore.

7. - MANUTENZIONE

In sede di revisione o ritaratura ogni parte può essere analizzata o eventualmente sostituita con grande rapidità. La fig. 13 mostra l'aspetto interno del misuratore: i singoli pannelli sono estraibili, essendo connessi al telaio mediante supporti montati su guide.
Il cablaggio è fissato al telaio e collegato ai pannelli con spine miniaturizzate. Gli organi di regolazione sono accessibili all'esterno, per cui la taratura risulta facilitata.

8. - DATI CARATTERISTICI

Campo di frequenza	430... 590 MHz
Scala di frequenza	su tamburo a campo unico, lunghezza ca. 1,6 m. Su tale lunghezza, 10 mm. corrispondono ad una variazione di frequenza di ca. 1 MHz.
Indicazione della tensione d'ingresso UHF	quasi lineare
Campo 1	lineare ca. 30 ... 250 μV
Campo 2	lineare 50 ... 500 μV
Campo 3	lineare 0,5 ... 5 mV
Campo 4	lineare 5 ... 50 mV
Campo 5	lineare 50 ... 500 mV I valori di indicazione devono essere moltiplicati, a seconda della frequenza, per il fattore k.
Indicazione dell'intensità di campo	corrisponde al campo di indicazione della della tensione, espressa in μV/m risp. mV/m. I valori di indicazione devono essere moltiplicati, a seconda della frequenza, per il fattore k''.
Impedenza d'ingresso	50 Ω ± ca. 20 Ω (oppure 60 Ω ± ca. 20 Ω) nel campo 2 ... 5
Ingresso UHF	50 Ω oppure 60 Ω asimm.
Bocchettone d'ingresso	giunto coassiale a corsa breve tipo Dezifix B
Limiti di errore	± 6 dB
Demodulazione	per FM
Antenna di misura	dipolo sintonizzabile ed estraibile tipo AHEI
Resistenza al piede dell'antenna di misura	50 Ω ± 5 Ω (oppure 60 Ω ± 5 Ω) dopo la sintonia
Larghezza di banda della frequenza intermedia	ca. 800 kHz
Altoparlante	magnetodinamico, incorporato
Alimentazione	*autonoma*, mediante 2 accumulatori ermetici al nichel-cadmio da 17 V, 500 mAh, tipo DEAC 12/500 DKZ oppure *esterna*, dalla rete 110/125/160/220/235 V, 50 Hz (7 VA) mediante alimentatore tipo AT 1 che consente pure la carica degli accumulatori
Dimensioni dell'indicatore di campo	ca. 190 × 190 × 270 mm
Peso dell'indicatore di campo	ca. 10 kg.

Osservazioni e ricerche sull'eclisse totale di Sole compiute in Italia con sovvenzioni del C.N.R.

Il giorno 15 febbraio 1961, nelle prime ore del mattino, ha avuto luogo una eclisse totale di Sole visibile in Italia. Le condizioni atmosferiche, che si sono potute generalmente (e fortunatamente, tenendo conto della stagione invernale) definire ottime, hanno consentito di sviluppare i previsti programmi di osservazione, di modo che il fenomeno si è svolto con esito positivo, per quanto atteneva alle indagini scientifiche, nella zona della totalità dell'eclisse.
La zona della totalità ha attraversato l'Italia del Nord, interessando una striscia la cui linea mediana (zona più favorevole) in Italia, è andata da S. Remo, Pisa, Firenze, fino ad Ancona, con una larghezza di circa 200 km, sfiorando Torino, Modena, Rimini a Nord; Grosseto, Pescara a Sud.
Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, in considerazione dell'eccezionalità dell'avvenimento interessante direttamente l'Italia; dell'alto livello di ricerca cui sono pervenuti molti Osservatori italiani ed Istituti del settore; dell'importanza — riflettentesi anche in campi di altre attività scientifiche e di carattere pratico, oltre che dell'astronomia stessa — che potevano avere, in tale occasione, osservazioni, rilevazioni ed indagini, ha aderito ai programmi in tal senso predisposti da alcuni Osservatori ed Istituti nazionali ed ha tempestivamente disposto una serie di sovvenzioni affinchè tali programmi potessero essere svolti nelle migliori condizioni e con le maggiori probabilità di successo.
Qui di seguito riportiamo alcuni primi cenni dei risultati conseguiti nel programma di osservazioni, con particolare riguardo agli argomenti attinenti all'indirizzo della Rivista.

Le osservazioni compiute dalla sezione di Arcetri del Centro di Astrofisica del C.N.R.

L'osservazione è stata compiuta da tre gruppi distinti di studiosi e cioè:
a) Gruppo ottico; *b*) Gruppo radioastronomico; *c*) Spedizione in volo.
Il Gruppo ottico disponeva di sei strumenti dei quali tre fissi e tre montati per l'occasione. Alla Torre Solare con l'immagine di 18 centimetri e lo spettrografo di 4 metri di distanza focale sono state riprese 20 lastre del formato 9 × 36 centimetri per il programma « spettro della cromosfera » e « spettro del bordo estremo del Sole ».
L'Equatoriale di Amici (distanza focale metri 5,40) diaframmato al diametro di 21 centimetri ha servito per le riprese di fotogrammi della corona interna. Sono stati ripresi complessivamente 20 fotogrammi su film da 5 pollici, ulteriori fotogrammi sono stati ripresi con una lampada campione ed un filtro platinato a gradini per la calibrazione fotometrica.
L'Equatoriale Peratoner di metri 2,20 di distanza focale, ha servito per la ripresa delle immagini monocromatiche del Sole per mezzo di un filtro polarizzatore Halle. In tutta la durata del fenomeno, sia nella fase parziale che nella totalità sono stati ripresi circa 150 fotogrammi soprattutto allo scopo di confrontare la sparizione delle zone attive con eventuali variazioni del flusso radiolettrico solare.
Lo spettrografo a reticolo concavo con dispersione di 10 A/mm è stato impiegato in un tentativo di riprendere lo spettro della cromosfera nell'infrarosso.
Per lo studio dello spettro coronale nel violetto era stato installato uno spettrografo a prismi « Uviol » alimentato da un celostata identico al precedente.

Fotografia della fase di totalità dell'eclisse di sole. È rappresentata la corona esterna. La foto è stata ripresa durante i lavori della spedizione dell'Osservatorio di Milano sul Monte Concro. (Esposizione 16 sec., lastra 22/10 Din., apertura 1/7).

Il Gruppo Radioelettrico era dotato di 5 strumenti diversi. Un paraboloide di 5 metri di diametro montato equatorialmente portava nel fuoco un illuminatore adattato per la frequenza di 1400 MHZ. Il ricevitore relativo, situato in un vicino laboratorio, era collegato a questo mediante un cavo coassiale a bassa perdita. Sulla stessa montatura vi era una paraboloide di metri 1,50 di diametro che funzionava con un ricevitore a tre centimetri per la misura della potenza totale emessa dal sole.
Durante la fase parziale e la fase totale ottica sono stati ottenuti tracciati dettagliati del flusso radiolettrico solare. Le osservazioni di controllo eseguite nelle stesse ore nei giorni precedenti e nei giorni seguenti all'eclissi sono durate per molti giorni. Tuttavia da un primo esame dei grafici si può rilevare la scintillazione delle radiosorgenti solari ed il valore della temperatura del radiosole alle lunghezze d'onde di 20 e di 3 centimetri.
Il radiometro per onde metriche è stato parzialmente disturbato da interferenze terrestri durante lo svolgersi del fenomeno. Tuttavia si è rilevato dai tracciati che l'eclissi ha avuto pochissima importanza nella variazione del flusso radiolettrico sulla frequenza di 187 MHZ. Questo fatto dimostra ancora una volta che il diametro effettivo del radiosole è molto maggiore di quello del sole ottico.
Il polarimetro per onde centimetriche, dotato di uno specchio parabolico del diametro di due metri su montatura equatoriale, ha fornito la misura della radiazione radiolettrica del Sole totale e le sue componenti polarizzate circolarmente e rettilineamente. Inoltre, con speciali dispositivi, è stato possibile prelevare la dif-

ferenza fra la componente destra e quella sinistra e fra le due componenti lineari. Un esame superficiale dei numerosi tracciati ottenuti non mostra, almeno per il momento, differenze sensibili nell'andamento della polarizzazione durante l'eclissi. Questo d'altronde è comprensibile, dato che il Sole presenta una debole attività Da notare che si è rivelata una certa asimmetria nella radazione totale rispetto al centro dell'eclissi; sembra pertanto che la frase centrale della totalità nelle onde centimetriche preceda di poco la stessa fase centrale dell'elicssi ottica.
L'interferometro radiolettrico sulla frequenza di 325 MHZ ha dato delle registrazioni del fenomeno che per essere le prime ottenute con questo strumento sono oltremodo soddisfacenti. L'interferometro è stato installato il giorno precedente all'eclissi in una base diretta secondo una linea NE—SO; le due antenne, del tipo « Yagi modificato », distavano di circa 100 lunghezze d'onda.
Data la grande importanza che assumeva per il gruppo radioelettrico una erogazione regolare di energia dalla linea, per la mattinata dell'eclissi, era stato disposto un servizio di emergenza.

* * *

La spedizione in volo ha decollato dall'aeroporto pisano di S. Giusto la mattina del 15 febbraio alle 7,52 a bordo di un aereo da trasporto «C 119». La cabina di carico aperta posteriormente permetteva ampia visibilità di una zona del cielo compresa fra l'altezza 6 gradi e l'altezza di 18 gradi. Il limite inferiore era stabilito dalla posizione dei piani di coda, quello superiore dall'ingombro del tetto della cabina stessa.
Lo strumento composto essenzialmente da un periscopio marino sul quale erano riportati i sostegni per tre aerocamere ed una cinepresa era attaccato alla trave centrale della cabina. Lo strumento stesso era stato costruito in modo da avere tre assi di rotazione fra loro perpendicolari e quindi da permettere l'orientamento degli obbiettivi in elevazione ed in azimut.
Il volo si è svolto quasi interamente sul Tirreno, la durata dell'eclissi totale è stata per la spedizione volante di 115 secondi circa.
Per superare il rumore dei motori ed il fruscio del vento gli osservatori erano collegati fra di loro mediante laringofoni ed altoparlanti.
Le condizioni di temperatura durante il volo erano piuttosto severe raggiungendo una punta minima di —23°; i componenti la spedizione sono stati costretti ad usare costantemente maschere ad ossigeno. Complessivamente sono stati ripresi 12 fotogrammi dei quali due con posa molto lunga per lo studio della corona esterna. *(i.s.)*

Risultati preliminari delle osservazioni eseguite dall'Ist. Geofisico e Geodetico dell'Università di Genova

All'Osservatorio Geofisico di Genova-Monte Capellino qualche giorno prima dell'eclisse è stata installata una nuova apparecchiatura per il sondaggio continuo della ionosfera (sistema Dott. Bibl). Questa apparecchiatura permette il cambiamento automatico della durata dei sondaggi: è così possibile eseguire sondaggi normali e registrazioni dirette delle caratteristiche seguenti: *a*) altezze virtuali; *b*) frequenze critiche della regione E; *c*) MUF (Max. usable frequency) su una distanza di tremila chilometri, elemento che consente anche di dedurre la distribuzione verticale della ionizzazione F.
Il programma realizzato è stato il seguente:
a) durante alcuni giorni di riferimento vennero eseguiti sondaggi di tre minuti (dalle 05h30m alle 09h30m T.U.) ogni quarto d'ora e, tra questi, sondaggi di mezzo minuto per le predette caratteristiche.
Allo scopo di dedurre l'assorbimento verticale, venivano eseguiti altri sondaggi dalle ore 6 a mezzogiorno, durante tre minuti su 2 MHZ e dopo una interruzione di tre minuti, su 3 MHZ, ecc.
b) Il giorno dell'eclisse, sono stati eseguiti sondaggi continui di 3 minuti fra le 05h30m e le 09h 30m.
La qualità tecnica degli ionogrammi è risultata sempre buona. L'elaborazione dei films non è facile, soprattutto per il giorno dell'eclisse, a causa dei movimenti e degli echi obliqui, tanto più che questa eclisse ha avuto luogo immediatamente dopo l'alba. Inoltre, essa non è risultata totale per gli alti strati della ionosfera sovrastanti Genova. Frattanto si sono già dedotti i seguenti risultati preliminari:
1) durante l'eclisse, lo strato E ha seguito senza ritardo la variazione dell'irraggiamento solare; rispetto all'andamento normale diurno, la frequenza critica dello stesso strato ha presentato un abbassamento massimo di circa 1,5 MHZ.
2) L'effetto dell'eclisse sullo strato F si è verificato con un ritardo di circa mezz'ora; e la relativa frequenza critica si è del pari abbassata di circa 1,5 MHZ nei confronti del comportamento medio che si avrebbe avuto senza esclisse.
3) La MUF è molto diminuita (più del 30%) durante l'eclisse. Questo dimostra che l'andamento verticale della ionizzazione nello strato F è mutato notevolmente.
4) I due ionogrammi relativi al massimo dell'eclisse mostrano la presenza del decimo eco multiplo, fra gli echi dello strato F, tra 3 e 4 MHZ. Ciò prova che al momento dell'eclisse totale l'assorbimento era praticamente nullo.

La registrazione dei segnali emessi dalla stazione WWV sui 15 MHZ ha messo chiaramente in evidenza l'effetto dell'eclisse, con un aumento dell'intensità dei segnali secondo un andamento medio a forma di campana, il cui massimo si è avuto circa mezz'ora prima del massimo dell'eclisse.
L'attività temporalesca registrata a Genova (Università) mediante il « Cathode Rays Direction Finder » (C.R.D.F.), con pose di 15 minuti, ha rivelato durante l'eclisse un rafforzamento nelle direzioni da O e da ONO a causa dei temporali che si avevano sull'Atlantico Orientale alle latitudini della Penisola Iberica e della Francia.
Durante il giorno dell'eclisse, come nel giorno precedente ed in quello seguente, sono state eseguite e Genova (Università) misure solari dirette con l'attinometro Linke-Feussner (con filtri OH1, RG1, RG2 e Quarzo), in condizioni meteorologiche pressochè identiche. Nello stesso tempo su un registratore elettronico Siemens vennero registrate: la radiazione solare diretta (tutti gli 8 secondi), la radiazione globale (ogni 48 secondi) e la radiazione del cielo (idem). Inoltre, registrazioni della radiazione globale vennero eseguite con velocità normale a Monte Capellino, come a Vesima (Arenzano): in quest'ultima località insieme con gli altri elementi necessari per dedurre il bilancio radativo giornaliero.

Risultati generali ottenuti dalla spedizione del centro di studi di fisica dello spazio

In occasione dell'eclisse totale di Sole del 15/2/1961, il Centro di Studi di Fisica dello Spazio (Osservatori Astronomici di Roma e Napoli, Istituti di Fisica Tecnica e di Aerodinamica di Napoli) ha impiantato una stazione per sondaggi ionosferici, situata sul Monte Conero presso Ancona, nell'area riservata della Marina Militare.
L'apparecchiatura è costituita da un trasmettitore funzionante ad impulsi della durata di circa 500 milionesimi di secondo e con una frequenza portante che varia con continuità, da 1050 kHz a 1350 kHz per passare attraverso la frequenza di 1200 kHz, detta frequenza giromagnetica e cioè, la frequenza di rotazione degli elettroni liberi nella Ionosfera per effetto del campo magnetico terrestre (C.M.T.).
Operando in questo modo e cioè facendo variare la frequenza della stazione trasmittente intorno alla frequenza giromagnetica, si ottiene una variazione dell'assorbimento dell'onda.
Poichè questa frequenza subisce continue piccole variazioni dovute alle continue fluttuazioni del C.M.T., dalla curva di risonanza si può ricavare il valore esatto della frequenza giromagnetica nell'istante dell'esperimento, e, pertanto, il valore dell'intensità del C.M.T. all'altezza di 90 km dalla Terra.
La determinazione del C.M.T. a 90 km di altezza è molto importante perchè proprio intorno a quell'altezza dalla superficie terrestre si hanno le maggiori fluttuazioni del campo magnetico terrestre per effetto dell'esistenza in quella parte dell'atmosfera di intense correnti elettriche generate dalla azione gravitazionale su gli elettroni da parte della Luna e del Sole.
Il confronto tra il valore del C.M.T. a 90 km d'altezza e di quello misurato contemporaneamente coi magnetometri sulla Terra (nella stessa area) permette di poter trarre qualche conclusione su la natura del Campo Magnetico Terrestre la cui origine è tutt'ora sempre misteriosa.
Nell'impianto di Monte Conero è stata impiegata per la prima volta la nuova tecnica dell'impulso modulato, messa a punto nella stazione sperimentale di Nola (Napoli) dal Prof. M. Cutolo. È possibile in questo modo studiare oltre che il campo magnetico in quota, anche la selfmodulazione dell'onda, legata alla densità elettronica e alla frequenza di collisione nella ionosfera.
Durante l'eclisse si sono osservati notevoli disturbi provenienti da stazioni estere prima della totalità. Durante la totalità, invece, questi disturbi sono completamenti cessati, mentre si verificava una sensibile perturbazione ionosferica, con echi multipli durati parecchi minuti dopo la totalità.
Sono state eseguite parecchie misure con molte frequenze portanti intorno alla girofrequenza, costruendo per la prima volta durante una eclisse totale la curva di risonanza, mediante il fenomeno della risonanza elettromagnetica, e misurando così l'intensità del Campo magnetico. Echi fortemente sovramodulati dopo la totalità. *(i.s.)*

Recentemente la Ampex Corp., costruttrice dei registratori per televisione Videotape per broadcasting, ha presentato un modello economico per uso in circuiti chiusi. Il registratore VR-8000 è destinato ad avere grande diffusione per la sua compattezza, per le caratteristiche nonché per il prezzo, decisamente inferiore a quello dei modelli professionali.

Pronto nel 1962 un orologio atomico per utilizzazioni aeronautiche

L'Aeronautica statunitense ha realizzato un tipo « leggero » di orologio atomico, che, entro il 1962, verrà probabilmente installato a bordo dei missili e degli aerei americani per tarare gli impianti di comunicazioni, gli apparati di guida e i « cervelli » elettronici di bordo in rapporto al tempo.
Il nuovo dispositivo pesa poco più di 28 chili e non potrà errare, in più o in meno, oltre un secondo in 1.271 anni. Gli orologi atomici attualmente disponibili per misurazioni da laboratorio pesano almeno 270 chili e non si prestano, pertanto, ad applicazioni aeronautiche o missilistiche.
L'orologio atomico di bordo, che sostituirà gli attuali oscillatori a cristallo utilizzati nel controllo della frequenza e quindi per fissare gli standards del tempo, si regola da solo e quindi non deve essere tarato. *(u.s.)*

S. G.

Principi generali di progettazione per equipaggiamenti elettronici di regolazione e comando

L'impiego dei semiriduttori e dei circuiti stampati ha aperto nuove vie alla costruzione degli equipaggiamenti elettronici. Si descrive la soluzione adottata dalla Brown Boveri e C. di Baden, consistente nella realizzazione di una serie di elementi normalizzati che possono essere combinati e variamente riuniti su telai.

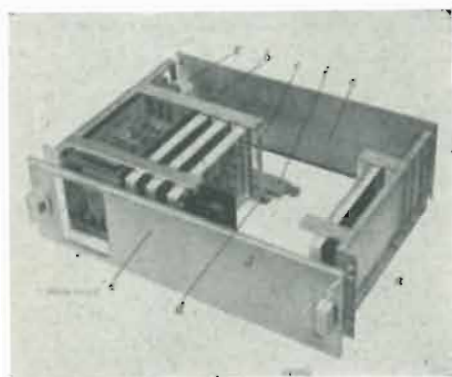



Fig. 1 - Modello sezionato di telaio.
Il telaio, di grandezza e costruzione normalizzate, porta una serie di circuiti stampati e di piccoli complessi normalizzati.
a) *Parete laterale;* b) *Traversa;* c) *Lamiera-supporto;* d) *Strisce elastiche di contatto;* e) *Pannello di chiusura;* f) *Condotto per le connessioni;* g) *Terminali di raccordo.*

DUE NOVITÀ sono apparse, da qualche anno, nel campo dell'elettronica industriale: i transistori ed i circuiti stampati.
L'applicazione di elementi di nuovo genere e di metodi nuovi richiede l'adozione di altrettanto nuovi principi costruttivi, se si desidera giungere alla realizzazione di un prodotto migliore e più sicuro di quello di cui si disponeva precedentemente. Perciò la struttura degli equipaggiamenti ha dovuto essere studiata, tenendo strettamente conto dei circuiti utilizzati, al fine di permettere l'adozione di un razionale sistema di costruzione, che renda economico l'allestimento del complesso.

Si è stati così portati a creare una serie di elementi o di gruppi di elementi normalizzati, da costruirsi in serie e in modo razionale e tali che possano formare, nel loro insieme, combinazioni molto differenti di apparecchi, fino a giungere ad equipaggiamenti completi di comando e regolazione.

1. - CIRCUITI E LORO REALIZZAZIONE

I circuiti o le parti dei circuiti utilizzati più di frequente costituiscono degli « elementi » formanti unità costruttive indipendenti. Ora, perchè la costruzione di tali elementi sia economica, è necessario che le loro dimensioni non siano inferiori ad un certo limite. La realizzazione dei circuiti semplici, che si incontrano nella tecnica analogica (amplificatori, adattatori d'impedenza, ecc.) esige un raggruppamento di organi, il cui ingombro totale corrisponde a quello che può essere montato su un solo elemento. Se tale ingombro è minore, come capita sovente nella tecnica nu-

Realizzazione costruttiva	Raggruppamento dei circuiti			
	Circuito semplice	Gruppo di circuiti	Apparecchi	Equipaggiamenti
Circuiti stampati	×	×		
Piccolo complesso		×	×	
Telaio			×	
Telai sovrapposti su pannelli ruotanti all'interno di un armadio			×	×

notiziario industriale

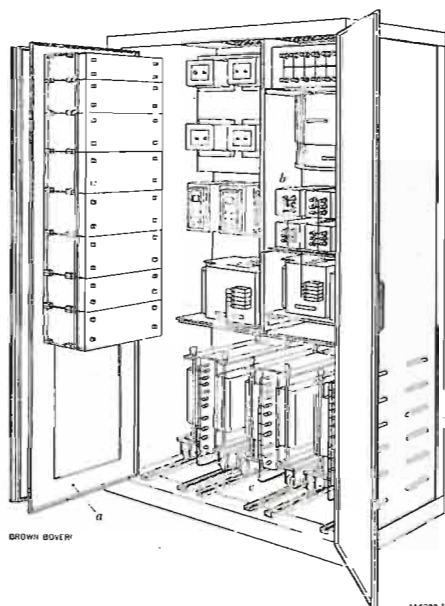



Fig. 2 - Armadio di regolazione.
Tutti gli elementi principali di un equipaggiamento di regolazione possono essere sistemati nello stesso armadio.
a) *Pannello incernierato portante gli organi d'entrata e il blocco per l'elaborazione dei dati;* b) *Parte posteriore in cui si trovano gli organi d'uscita.* c) *Fondo dell'armadio su cui sono posati alcuni organi di uscita (amplificatori magnetici di potenza, trasformatori) e altri organi pesanti.*

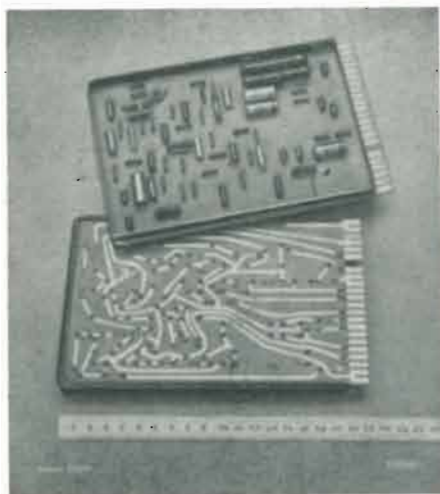



Fig. 3 - Circuito stampato.
Un simile circuito costituisce il più piccolo degli elementi normalizzati della serie. Può essere infilato in un telaio e porta delle lamelle dorate su cui vengono ad appoggiarsi i contatti.

merica, sarà opportuno riunire più circuiti semplici su un unico elemento per costituire un complesso più complicato come una catena di conteggio, una memoria, ecc.

Combinando più elementi, si può materializzare uno schema comprendente un certo numero di circuiti e costruire degli « apparecchi » (regolatori, memorie per la registrazione di programmi, ecc.) che devono svolgere un compito limitato e ben definito. Nei casi semplici, un elemento, supporto di un circuito o di un gruppo di circuiti, può già essere considerato un apparecchio. Infine, un insieme di apparecchi costruito per risolvere un problema di comando, di regolazione o di teleazione, è indicato con il nome di « equipaggiamento ».

2. - PRINCIPI COSTRUTTIVI

Nell'intento di realizzare razionalmente degli apparecchi e degli equipaggiamenti di carattere universale, si sono prefissati i seguenti principi:

— applicazione più vasta possibile di un sistema di elementi normalizzati che possano essere combinati fra loro a piacere;

— dimensionamento degli elementi secondo norme internazionali;

— facile accessibilità di tutti i punti di connessione importanti;

— possibilità di sostituire facilmente gli elementi difettosi;

— raffreddamento naturale agevole (effetto camino);

— possibilità di effettuare una ventilazione forzata;

— elementi d'ingombro ridotto, che possano essere riuniti in complessi di piccole dimensioni;

— possibilità di includere negli equipaggiamenti organi di comando e di controllo;

— possibilità di montaggio separato senza tenere conto di alcun pannello;

— elementi elettrici protetti meccanicamente dal telaio del pannello, specialmente durante le operazioni di trasporto e magazzinaggio;

— protezione contro la polvere.

a) *Disposizione dei telai sovrapposti.* — I circuiti semplici e i gruppi di circuiti costituiscono, come abbiamo già detto, delle unità indipendenti realizzate sotto forma di circuiti stampati o di piccoli complessi. Tali elementi vengono quindi riuniti su telai (fig. 1) e collegati gli uni agli altri con connessioni saldate o mediante contatti striscianti. I telai stessi vengono fissati gli uni sopra gli altri a mezzo di bulloni. L'insieme così costituito è montato su un pannello che può ruotare su cerniere e che, generalmente, è collocato in un armadio. Gli elementi più voluminosi e pesanti, come gli amplificatori magnetici e i dispositivi di alimentazione, o quelli che sono percorsi da correnti di forte intensità, come i raddrizzatori, sono montati su traverse orizzontali, all'interno degli armadi, o posati direttamente sul fondo (fig. 2).

Le dimensioni dei vari elementi e dei telai sono state fissate basandosi sulle norme ASA 19" della American Standard Association. Nella maggior parte dei Paesi, tali norme sono già state largamente adottate nel settore delle telecomunicazioni e dell'alta frequenza. Il tener conto di esse, da parte nostra, ci assicura il vantaggio di poter montare facilmente, nei nostri armadi, apparecchi costruiti da altri (ad esempio oscillografi). Le norme in questione prescrivono, per i telai, una larghezza uniforme di 19" (482 mm), e un'altezza pari a $1^3/_4$" (44,5 mm) o a un multiplo intero di tale valore.

Le caratteristiche dei nostri complessi di elementi normalizzati, per quanto riguarda l'impiego dei circuiti o dei gruppi di circuiti da un lato, e la loro realizzazione dall'altro, risultano evidenti dalla tabella di pag. 158.

b) *Circuiti stampati.* — I circuiti stampati utilizzati per la realizzazione di un circuito semplice o di un gruppo di circuiti sono degli elementi amovibili, che possono essere fatti scorrere nei telai, e sono costituiti da una piastra di materiale isolante su cui sono fissati, su una o su entrambe le facce, degli stretti nastri conduttori, con funzione di connessioni (fig. 3).

La piastra, supporto dei pezzi che fanno parte del circuito, è rinforzata da una cornice in profilato metallico che assicura nello stesso tempo la guida nel telaio e una sicura protezione meccanica. L'espressione « circuito stampato » è passata ormai nel vocabolatorio tecnico, ma essa non ha mai precisato il processo di fabbricazione utilizzato. In effetti, attualmente, esistono molti procedimenti nei cui dettagli non possiamo qui entrare. Preciseremo semplicemente che i circuiti stampati da noi realizzati sono fabbricati con un processo fotografico, seguito da una incisione chimica al fine di ottenere la precisione voluta.

La qualità di un circuito stampato dipende, innanzitutto, dalla natura del corpo isolante che serve da supporto alle connessioni di rame elettrolitico. Secondo i casi, si utilizzano fogli di carta bachelizzata o, più frequentemente, lastre di resina melaminica o epossidica rinforzate con tessuto di vetro; le lamine di rame che formano le connessioni hanno uno spessore normalizzato di 35 o di 70 μ. I materiali da noi utilizzati sono sottoposti a numerose e severe prove, tendenti a stabilire le seguenti caratteristiche:

— comportamento rispetto alle defor-

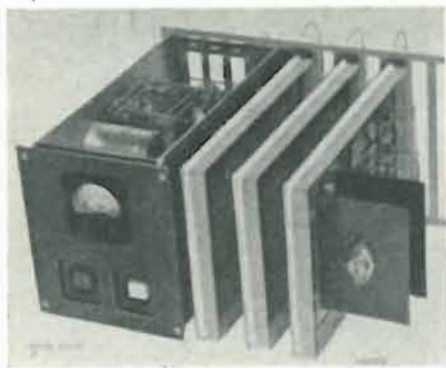



Fig. 4 - Piccolo complesso che può essere montato su un telaio.
Il complesso può comprendere circuiti stampati, altri elementi elettrici, organi di comando e di controllo.

mazioni meccaniche, attitudine allo stampaggio,
— resistenza alla corrosione,
— tolleranza delle dimensioni,
— tendenza ad assorbire l'umidità,
— durezza,
— resistenza alla trazione ed alla tranciatura,
— resistenza di isolamento,
— tenuta alla tensione,
— fattore di perdita tg δ,
— costante dielettrica,
— aderenza delle connessioni,
— inalterabilità delle saldature,
— resistenza ai bagni di doratura.

Questi ultimi tre punti riguardano tutti, in effetti, l'aderenza delle connessioni di rame sulla placca isolante, che non deve essere influenzata nè da una temperatura elevata, nè dal bagno di doratura.

Una buona resistenza nei riguardi delle temperature elevate è assolutamente necessaria, perchè nè il breve ma intenso riscaldamento che si produce al momento dell'esecuzione dei punti di saldatura, nè l'influenza di una temperatura ambiente permanente di 55°C cui si aggiunge il riscaldamento per effetto Joule, possano avere nefaste conseguenze.

La limitazione del riscaldamento locale provocato dalla saldatura dipende dall'abilità del personale addetto a tale lavoro, mentre il riscaldamento durante il servizio può essere influenzato dalla scelta di una piccola densità di corrente nelle connessioni e da un efficace raffreddamento naturale. Le lamelle di contatto sono ricoperte con uno strato d'oro di 6 μ di spessore ed hanno una durezza Brinell di 180 ÷ 200 kg/mm².

La suaperficie così ottenuta assicura un eccellente contatto e ha una elevatissima resistenza all'usura.

Una volta che tutti i pezzi sono montati, il circuito stampato viene provato e quindi completamente rivestito da uno strato di lacca, che impedisce ogni spostamento ai piccoli pezzi e protegge il complesso dalle influenze atmosferiche nocive.

Grazie a queste misure ed a tutte le prove effettuate prima, durante e dopo la lavorazione, i circuiti stampati sono degli elementi sicuri e durevoli, che permettono di valorizzare le risorse della tecnica elettronica.

c) *Piccoli complessi.* — Nella nostra serie di elementi ed apparecchi normalizzati, definiamo piccolo complesso una unità costruttiva che riunisce un certo numero di circuiti e di organi, e che è considerata come un tutto dal punto di vista del montaggio e della prova, ma che non occupa completamente un telaio. Allora si fa in modo di riunire due o più piccoli complessi in uno stesso telaio.

Come mostra la figura 4, un tale com-

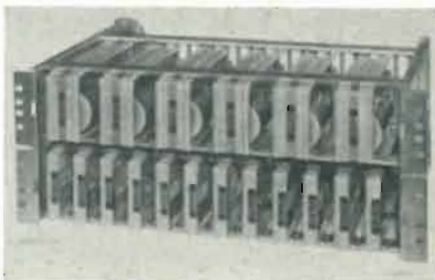



Fig. 5 - Telaio completo con circuiti stampati.

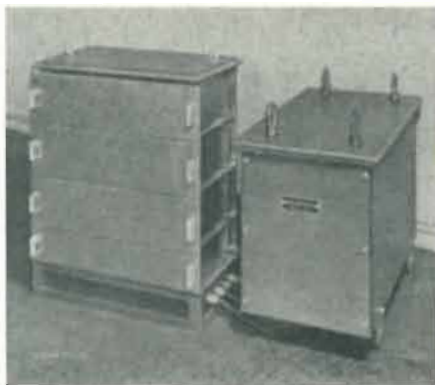



Fig. 6 - Gruppo di telai sovrapposti senza armadio.
Questo complesso può essere installato indipendentemente da qualsiasi quadro.

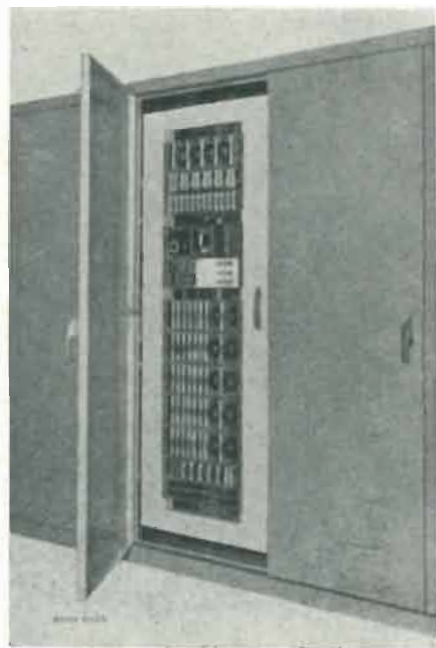



Fig. 7 - Armadio di regolazione facente parte integrante di un quadro.

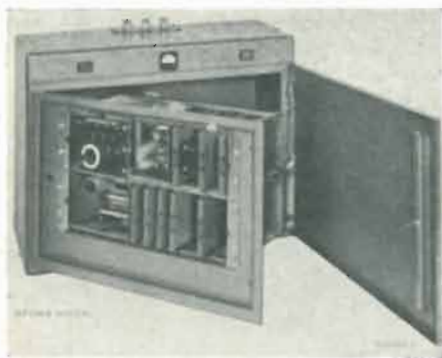



Fig. 8 - Piccolo armadio a muro con pannello girevole.
Questi armadi contenenti equipaggiamenti di regolazione di medio ingombro, si costruiscono in due grandezze.

Fig. 9 - Quadro con pannello girevole. Per osservare meglio l'esecuzione è stata tolta la porta. *La disposizione in telai sovrapposti montati sul pannello ruotante consente di ispezionare facilmente i punti di connessione e di effettuare il controllo anche quando i complessi sono in servizio.*

plesso può comprendere, oltre ad un certo numero di circuiti stampati, degli organi di comando e di controllo.

d) *Telai e gruppi di telai sovrapposti.* — Un telaio costituisce il supporto dei circuiti stampati, dei piccoli complessi, dei morsetti di raccordo e dei cavi di connessione fra i vari elementi. Come abbiamo già affermato, le dimensioni del telaio sono conformi alle prescrizioni delle norme ASA.

Un telaio è costruito nel modo seguente (fig. 1). Due pareti laterali « a », identiche, riunite da quattro traverse « b », ne formano la carcassa. Le traverse sono scanalate ed hanno una fenditura per tutta la loro lunghezza per permettere il montaggio delle lamiere « c »; queste servono da supporto alle prese che portano i contatti e nelle quali i circuiti stampati si inseriscono. Delle striscie di lamiera ondulata ed elastica « d » sono fatte scorrere all'interno delle traverse e, poggiando sulla lamiere-supporto, le mettono a terra e le mantengono ferme anche nel caso di eventuali vibrazioni. Le traverse portano 24 scanalature trasversali di guida nelle quali scorrono i circuiti stampati o i piccoli complessi.

Di fianco alla traversa inferiore di fondo si trova un condotto « f », creato specialmente per i telai sovrapposti, contenente i cavi di connessione fra i vari elementi. I circuiti stampati e i piccoli complessi possono così essere sistemati nei telai come libri sugli scaffali di una biblioteca, e sono protetti sui fianchi dalle pareti laterali « a ». L'aria scaldata dagli elementi nei quali si producono delle perdite, può salire senza incontrare ostacoli e il calore non può accumularsi neppure in minima parte. È possibile chiudere anteriormente e posteriormente ogni telaio mediante pannelli di lamiera « e » fissati con chiusure a tenaglia.

Le quattro pareti formano allora un cammino, che favorisce la circolazione dell'aria e attiva il raffreddamento per convezione naturale.

Quando alcuni elementi portano organi disperdenti molto calore, si può montare, su un telaio supplementare, un ventilatore.

I complessi dei telai sovrapposti vengono abitualmente fissati su un pannello montato su cerniere e posto all'interno di un armadio. Ma, parimenti, possono essere posati direttamente a terra senza questo telaio supplementare (fig. 6).

e) *Pannelli girevoli.* — I vantaggi della disposizione per telai sovrapposti non si manifestano completamente se non quando il complesso dei telai è montato su un pannello munito di cerniere (fig. 9).

Allorchè gli equipaggiamenti fanno parte di un quadro, il pannello stesso può costituirne la porta o trovarsi immediatamente dietro ad una porta indipendente (fig. 7).

In questo modo tutti gli organi elettrici montati sugli elementi sono accessibili dalla parte anteriore. Inoltre, se si fa ruotare il pannello che li regge, i telai escono completamente dall'armadio e la loro faccia posteriore, che porta le connessioni, diviene accessibile, permettendo così di effettuare dei controlli anche durante il funzionamento (fig. 9).

I piccoli equipaggiamenti possono essere montati in armadi a muro, che attualmente si costruiscono in due misure (fig. 8).

Riassumendo, il sistema Brown Boveri adottato nella costruzione degli equipaggiamenti elettronici di comando, regolazione e teleazione, consiste nella messa a punto di una importante serie di elementi normalizzati, che possono essere combinati fra loro e montati in uno o più telai sovrapposti.

Gli equipaggiamenti così costruiti hanno un aspetto uniforme, sono economici e presentano una grande sicurezza di funzionamento. *A.*

Concluso il Congresso sul Calcolo Elettronico a Roma

A conclusione del Congresso di esperti di apparati elettronici indetto dalla « IBM World Trade », si è svolta nel palazzo dell'Ente civiltà del lavoro una cerimonia alla quale hanno presenziato il presidente del Consiglio nazionale dell'Economia e Lavoro, on. Campilli, il presidente dell'Ente, Enrico Pozzani, e il signor Arthur Watson, presidente della Società, per la premiazione di 44 funzionari dell'IBM di diverse nazionalità che si sono distinti nel loro lavoro contribuendo con particolare successo alla diffusione degli strumenti elettronici.

Dopo un breve saluto del presidente Pozzani, il quale ha rivolto il benvenuto agli ospiti « nel palazzo che è la casa di tutti gli uomini che con impegno profondono le loro energie nel lavoro e per il progresso della civiltà del lavoro », ha preso la parola il presidente del CNEL, Campilli, il quale ha affermato che nell'incontro realizzato dall'IBN che vede radunate genti diverse impegnate per mezzo del lavoro ad operare per il comune progresso, si specchia la società di domani: una società nella quale il lavoro abbia superato i confini nazionali. « A questa società, che già oggi si intravede — ha proseguito l'on. Campilli — i dirigenti della politica e dell'economia devono adeguarsi in tempo ».

Riferendosi allo specifico campo dell'elettronica, trattato nel corso dei lavori del Congresso, il presidente del CNEL ha rilevato che il progresso tecnico e l'automazione costituiscono fattori di allargamento ed espansione dei mercati, mentre questo ultimo fenomeno, a sua volta, influisce sul progresso tecnico, accentuandolo.

(v.o.)

Tecniche relative all'impiego dei nastri magnetici in una calcolatrice elettronica

Presso il Centro studi calcolatrici elettroniche dell'Università di Pisa, diretto dal Prof. M. Conversi, è stata condotta dal Prof. Canese, dal Dott. A. Caracciolo e dall'Ing. G. B. Gerace — valendosi di un contributo finanziario concesso dal Consiglio Nazionale delle Ricerche — una ricerca sul tema: « Tecniche relative all'impego dei nastri magnetici ».
La ricerca in oggetto aveva come scopo l'introduzione di un complesso di nastri magnetici da utilizzare come memoria ausiliaria ed entrata-uscita veloci in una grande calcolatrice elettronica numerica particolarmente adatta per scopi scientifici.
In particolare lo studio doveva tenere conto delle caratteristiche logico-programmative del calcolatore C.E.P. e C.S.C.E. dell'Università di Pisa per il quale la ricerca veniva condotta.
La ricerca è stata suddivisa nelle seguenti parti.
1) Impiego del complesso nastri magnetici in relazione a sistemi avanzati di programmazione automatica; definizione del numero delle unità nastro ed istruzioni da introdurre.
2) Definizione di un'Unità di Controllo Nastri, strettamente collegata al calcolatore e capace di utilizzarne al massimo le caratteristiche; studio sulla possibibilità di introdurre sistemi di programmazione parallela; analisi dei problemi di sincronismo e velocità; studio sistematico delle cause di errore e di sistemi automatici di rivelazione degli errori e correzione dei dati.
3) Studio e progetto di un complesso di circuiti standard a transistori da impiegare nella costruzione dell'Unità di Controllo Nastri.
In relazione alla prima e seconda parte della ricerca i risultati possono descriversi come segue.
Il complesso di unità a nastri magnetici sarà fornito da 8 unità a nastro di cui alcune da utilizzare come libreria di programmi e sottoprogrammi, altre come unità di entrata-uscita e di servizio ed altre ancora come unità di memoria temporanea durante il calcolo della C.E.P. È ancora in fase di studio l'impiego del complesso nastri da parte del compilatore automatico della C.E.P. e relativa introduzione di pseudoistruzioni e sottoprogrammi.
Lo scarso peso di problemi interessanti frequenti trasferimenti tra unità a nastro previsto nei calcoli della C.E.P., le caratteristiche di asincronismo del Calcolatore e le velocità di trasferimento delle Unità in commercio paragonate a quelle della memoria principale, hanno condotto ad eliminare i costosi sitemi di immagazzinamento intermedio dei dati di un blocco: il controllo Nastri Magnetici sincronizza il calcolatore sulla propria frequenza durante i trasferimenti di scrittura-lettura utilizzandone gli organi di calcolo e di conteggio.
La ricerca di un blocco sulle unità a nastro è affidata integralmente al Controllo Nastri mentre il cacolatore opera in parallelo. È previsto un salto automatico a programmi secondari con rientro, durante l'impegno del Controllo Nastri in ricerca di blocco.
I blocchi sono di lunghezza variabile e contengono un numero variabile di parole di 36 bits su caratteri di 6 bits. Il parallelismo sulla parola è realizzato da un registro del controllo esterno del calcolatore che già serve il tamburo magnetico ed i lettori fotoelettrici di entrata.
Il blocco è controllato in scrittura da una diversa testina di lettura. Studi sono stati condotti sulle possibili cause di errore in scrittura-lettura e la probabilità di controllo con metodi diversi: il blocco ha un bit di controllo sia sul carattere che sulla pista in lettura e scrittura oltre ad un controllo in scrittura per somma e differenza dei caratteri dello intero blocco. In tal caso viene utilizzata l'unità di calcolo della ricerca indipendente di blocco.
Operando la C.E.P. in binario, il Controllo Nastri è stato dotato, per la ricerca di blocco, di un sistema per la scrittura automatica di caratteri chiave di inizio e fine blocco, selettivi rispetto alle configurazioni binarie.
Per ciò che riguarda la terza parte della ricerca, sono tuttora in corso la progettazione e le prove di circuiti standard a transistori.
Si prevede che l'intero complesso possa essere collaudato e inserito nel calcolatore C.E.P. entro il 1961. *(i.s.)*

Potenziometro elettronico registratore per diverse applicazioni

Tra i metodi moderni di ricerca e di controllo la registrazione occupa un posto preponderante sia perchè dà una fisionomia generale del fenomeno studiato sia perchè permette di rivelare con precisione i punti di esso di particolare interesse.
Il *Titromatic Quèrè* è un potenziometro elettronico registratore messo a punto dalla Casa francese Antares e presentato dalla Ditta Ing. S. Barletta.
Le applicazioni dello strumento sono estremamente varie; in particolare le seguenti, tra le piú comuni ed importanti della tecnica analitica:
Titrimetria: l'apparecchio opportunamente equipaggiato permette l'applicazione di tutti i metodi elettrochimici di analisi, quali la conduttimetria, la potenziometria, l'amperometria, la ossidoriduzioni, i metodi di « dead stop and point ». Il

Titromatic è stato concepito per effettuare e registrare una titolazione con precisione e comodità. Per questo scopo esso è dotato di una tavola di registrazione a velocità automaticamente variabile in funzione della pendenza della curva che viene disegnata. Il dispositivo meccanico di trascinamento della tavola comanda anche l'aggiunta di reattivo che avviene per mezzo di siringhe intercambiabili. Il reattivo è dunque aggiunto a velocità variabile con un minimo al passaggio dei punti di equivalenza.

Fotometria su mezzi solidi: (cromatogrammi ed elettroforegrammi). Il *Titromatic* equipaggiato con il blocco fotometrico, permette la lettura e la registrazione automatiche sia in densità ottica che in trasmissione delle bande elettroforetiche e cromatografiche. La planimetria delle bande può essere fatta automaticamente per mezzo dell'integratore *Titromatic*. I risultati dell'operazione sono registrati sulle ascisse del grafico contemporaneamente alla registrazione in densità o trasmissione.

Fotometria su mezzi liquidi. Numerosi dosaggi utilizzano un colorante specifico la cui variazione di tinta indica la fine della reazione. I dosaggi a mezzo dei Complessoni utilizzano indicatori di questo tipo di cui molti fanno un punto di viraggio difficile da apprezzarsi. Il blocco fotometrico *Titromatic* per mezzi liquidi permette tutte le titolazioni fotocolorimetriche, nefelometriche, crononefelometriche.

Registrazioni in funzione del tempo. Numerosi fenomeni sono interessanti da seguire in funzione del tempo, ma le registrazioni di lunga durata pongono dei problemi di stabilità particolarmente per le misure in corrente continua.

Il *Titromatic* oltre ad avere tutti i circuiti stabilizzabili universalmente in alternata e successivamente in continua, possiede un circuito di rimessa a zero automatico per potenziometro asservito. Contrariamente a tutti i dispositivi classici ove lo zero corrisponde all'arresto del motore si ha così nel *Titromatic* uno zero « dinamico ».

Questa rimessa a zero si effettua otto volte per ogni centimetro di registrazione evitando, in tal modo, ogni deriva per le registrazioni di lunga durata.

(*i.s.*)

Concorso a 5 borse di studio della fondazione « Umberto Quintavalle »

La Fondazione « Umberto Quintavalle » ha indetto un concorso a 5 borse di studio, tutte intitolate al nome di Umberto Quintavalle, destinate a laureati che intendano compiere studi e ricerche nel campo dell'elettronica e della fisica delle microonde.

Delle 5 borse messe a concorso, una sarà usufruita presso la Sezione di Milano del Centro di studio per l'elettronica e le telecomunicazioni del Consiglio Nazionale delle Ricerche; una presso la Sezione di Pisa dello stesso Centro e tre presso il Centro di studio per la fisica delle microonde del Consiglio Nazionale delle Ricerche in Firenze.

Ciascuna borsa ha la durata di due anni e il suo importo è stabilito in complessive L. 1.800.000 lorde, pagabili in rate mensili di L. 75.000 lorde. Al termine del biennio, sarà inoltre corrisposto all'assegnatario, che abbia regolarmente ed ininterrottamente usufruito della borsa, un premio di lire 500.000.

Le borse sono riservate a cittadini italiani, che abbiano conseguito la laurea presso una Università o Istituto superiore italiano da non più di 3 anni dalla data di scadenza del concorso. (*i.s.*)

Particolare interesse del Nasa per i satelliti-relè

Negli Stati Uniti, l'Ente nazionale aeronautico e spaziale (NASA) agevolerà l'attività in corso presso ditte private per la realizzazione di satelliti artificiali in grado di provvedere alla ritrasmissione di messaggi telefonici e telegrafici e di programmi radiotelevisivi.

Il Vice Direttore del NASA ha illustrato i metodi ideati per la realizzazione della rete di satelliti-relé, che saranno veri e propri « ponti radio » spaziali.

Il procedimento più semplice progettato allo scopo è quello che consiste nel lancio di 60-100 satelliti-palloni sul tipo dell'« Echo I », opportunamente intervallati su un'orbita a 2.400-3.200 chilometri dalla superficie terrestre. Diverse di queste sfere di plastica metallizzata, aventi un diametro di oltre 42 metri, potrebbero essere immesse in orbita da un solo razzo vettore. Un sistema del genere consentirebbe di disporre rapidamente di un ponte radio spaziale per la ritrasmissione, o, meglio, la riflessione delle onde radio da un punto all'altro del globo.

Per la rete di satelliti con amplificatori sul tipo del « Courier I-B », si stanno perfezionando i procedimenti e i dispositivi, tra i quali deve figurare, come è noto, anche un generatore solare o di altro genere che possa provvedere all'alimentazione degli apparati di bordo e all'amplificazione e alla ritrasmissione dei segnali. Tre satelliti di questo tipo in orbita a circa 35.500 chilometri dalla Terra ad intervalli regolari potrebbero assicurare la copertura in ogni istante di qualsiasi punto del globo. Infatti, a tale altezza, i tre satelliti resterebbero immobili rispetto alla superficie terrestre. (*i.s.*)

Una serie di quattro sweep, con segnale di uscita pressocché costante entro ± 1,5 dB, sono stati recentemente presentati dalla HEWLETT PACKARD Co. Essi coprono rispettivamente, le bande 1...2 GHz, 2...4 GHz, 4...8,1 GHz e 8.2...12,4 GHz e possono fornire segnali costanti oppure sweeppati con una ampia gamma di velocità di spazzolamento. Sono i modelli 682C, 683C, 684C e 686C.

L. B.

Comando a distanza ad ultra suoni «Spatial Control SC88»

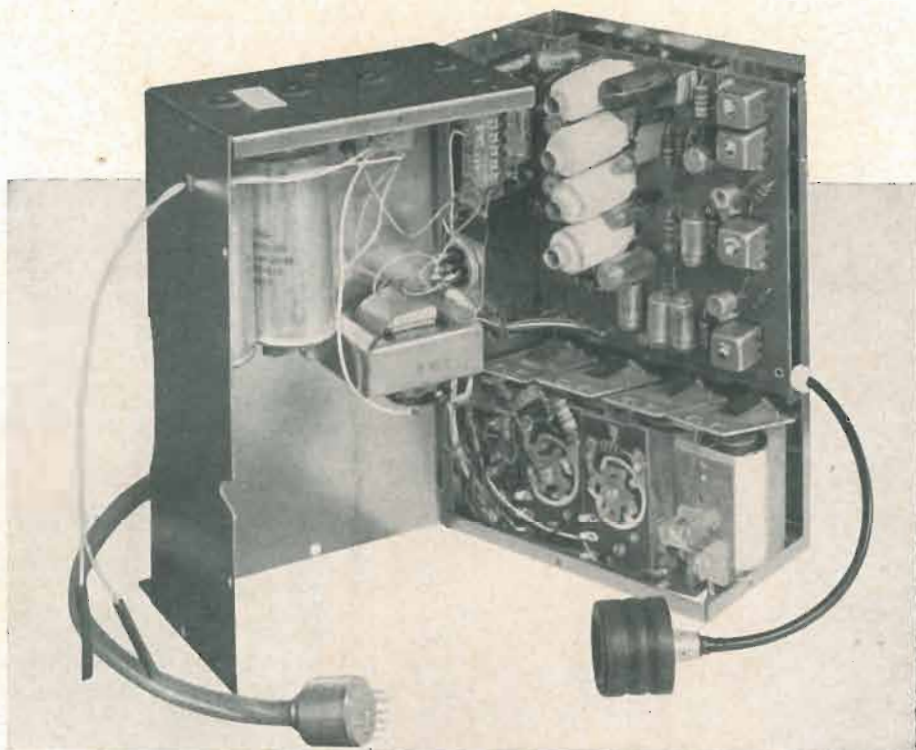



Fig. 1 - Il ricevitore SC88/R aperto, per mostrare la disposizione dei componenti.

Per la prima volta all'apparecchio televisivo vero e proprio, è stato accoppiato un ricevitore di impulsi ultrasonici realizzato completamente con circuiti a transistori. Lo spettatore ha a disposizione una piccola emittente di impulsi a frequenze ultrasoniche, che è interamente meccanica.

Fig. 2 - Il trasmettitore SC88/T ha quattro pulsanti: il primo per accendere e spegnere, il secondo per regolare il volume sonoro, il terzo per regolare il contrasto dell'immagine ed il quarto per attuare la commutazione dei canali.

I TELEVISORI della serie VOXSON Photomatic mod. 301 vengono forniti completi del comando a distanza ad ultrasuoni *Spatial Control* mod. SC88; i televisori mod. 302 ne vengono corredati a richiesta.

Per mezzo dello *Spatial Control* si possono effettuare a distanza i seguenti comandi:

— accendere e spegnere il televisore
— regolare il volume
— regolare il contrasto
— commutare i canali.

Il comando a distanza si compone essenzialmente di due parti: un trasmettitore (SC88/T) ed un ricevitore (SC88/R).

Il principio di funzionamento è il seguente: il trasmettitore emette, quando viene premuto un tasto, due impulsi ultra acustici aventi frequenze diverse per ognuno dei comandi sopracitati.

Nel ricevitore viene selezionato il battimento tra i due impulsi e messo in azione il relè del comando corrispondente a tale battimento.

Questo sistema consente di rendere la trasmissione dei comandi praticamente indipendente dai disturbi essendo estremamente improbabile riscontrare la presenza contemporanea di due disturbi, che abbiano frequenze la cui differenze sia identica al valore del battimento necessario ad azionare i comandi.

1. - TRASMETTITORE

Il trasmettitore genera gli ultrasuoni sfruttando le oscillazioni elastiche lon-

gitudinali di speciali barrette cilindriche in lega leggera che vengono poste in vibrazione.
Quando viene premuto un tasto scattano due martelletti che colpiscono due barrette e le fanno entrare in oscillazione.
Le oscillazioni emesse sono smorzate ma si mantengono per un tempo piuttosto lungo dato che le perdite di potenza nelle barrette sono molto piccole.
Le coppie di frequenze emesse dal trasmettitore per ciascuno dei comandi sono le seguenti:

	F_1	F_2	Battimento
Accensione	38,6 kHz	39,6 kHz	1 kHz
Volume	39,6 »	41,8 »	2,2 »
Contrasto	41,8 »	38,6 »	3,2 »
Canali	38,6 »	40,2 »	1,6 »

I valori sopracitati sono validi per temperatura ambiente di 20°.

Tutto il complesso del trasmettitore è composto da organi esclusivamente meccanici: custodia, tasti, mollette, barrette; pertanto non consuma energia ed essendo di costruzione molto robusta ha praticamente vita illimitata.

2. - RICEVITORE

Il ricevitore è l'apparato che viene collegato al televisore ed attua le regolazioni. È racchiuso in una custodia metallica nichelata ed è costruito con circuiti completamente a transistori.
Il consumo del ricevitore è bassissimo per cui può restare costantemente acceso.

3. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il complesso dispone di un alimentatore proprio costituito dal trasformatore T_{04}

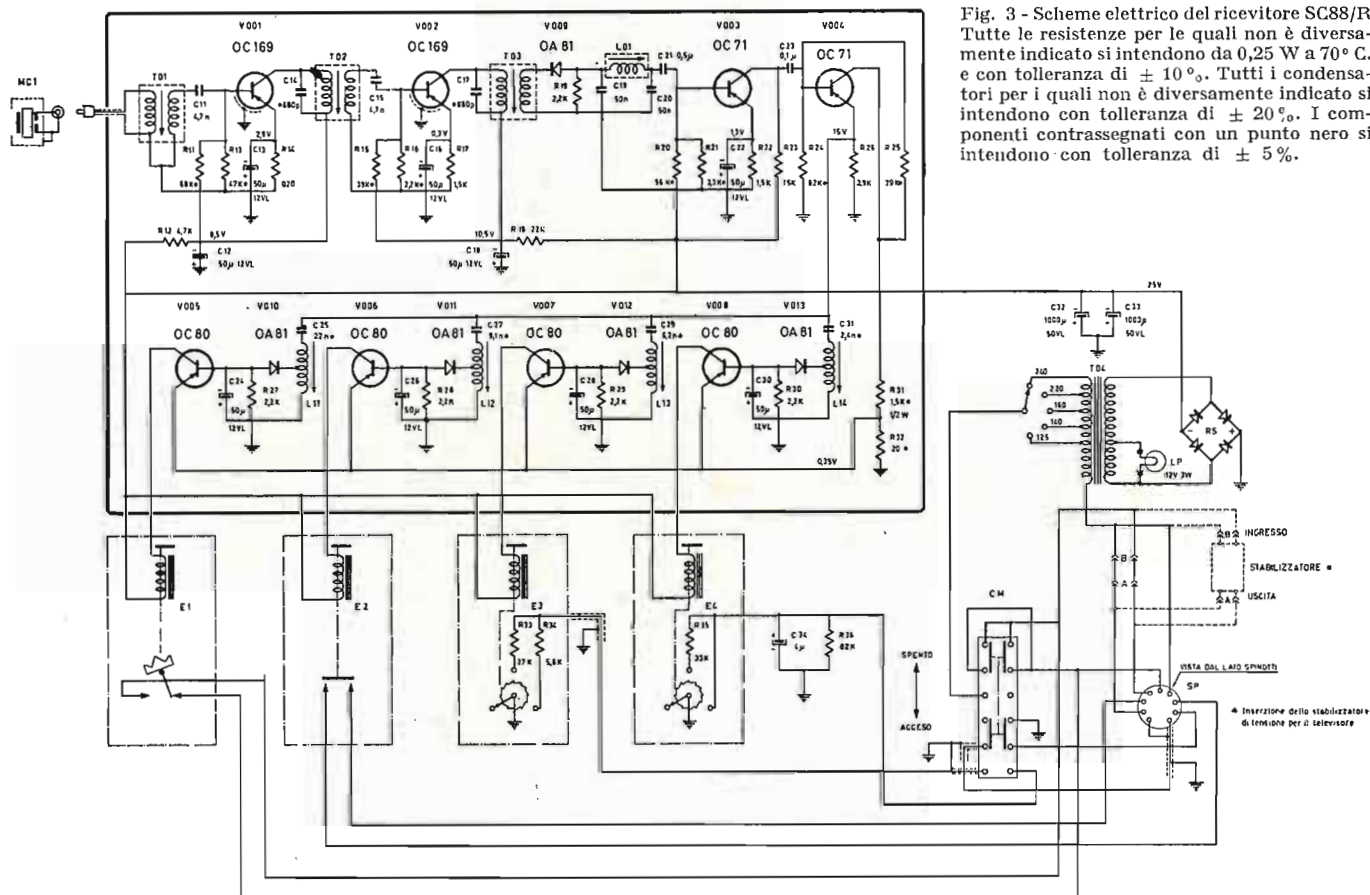
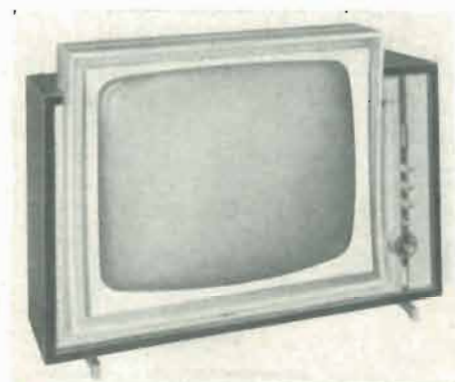



Fig. 3 - Scheme elettrico del ricevitore SC88/R Tutte le resistenze per le quali non è diversamente indicato si intendono da 0,25 W a 70° C. e con tolleranza di ± 10 %. Tutti i condensatori per i quali non è diversamente indicato si intendono con tolleranza di ± 20 %. I componenti contrassegnati con un punto nero si intendono con tolleranza di ± 5 %.

munito di cambio tensioni e dal ponte di raddrizzatori RS; la tensione fornita dall'alimentatore è di 25 V.

Per mezzo di una presa sul secondario viene alimentata la lampadina « spia » LP che è disposta sulla parte frontale del televisore. Quando è accesa la lampadina avverte che il ricevitore del comando a distanza è in funzione ed è pronto a ricevere i comandi.

L'accensione dell'apparecchio avviene attraverso il commutatore CM.

La ricezione delle coppie di frequenze ultra acustiche emesse dal trasmettitore avviene per mezzo del microfono piezoelettrico MC1 che risuona meccanicamente a 40 kHz.

Il microfono è accordato elettricamente per mezzo del trasformatore T_{01} che ha anche la funzione di adattare opportunamente il valore dell'impedenza per il collegamento alla base del 1° transistore amplificatore OC169 (V_{001}). Il transistore V_{001}, che funziona con emettitore comune, è accoppiato attraverso il trasformatore T_{02} al 2° transistore OC169 (V_{002}).

Il complesso di questi due stadi costituisce un amplificatore a frequenza ultra acustica accordato a 40 kHz con banda passante di circa 6 kHz; alla selettività di questo amplificatore si aggiunge quella del complesso MC_1-T_{01} che porta la banda passante elettroacustica a 4 kHz.

Il segnale prelevato all'uscita di V_{002} viene trasferito al trasformatore T_{03} inserito sul circuito di collettore e rivelato dal diodo OA81 (V_{009}).

All'uscita del rivelatore è quindi presente un segnale costituito dal battimento fra le due frequenze emesse dal trasmettitore (i valori sono riportati nella tabella di pag. 165).

Tale segnale viene ulteriormente amplificato dai transistori OC71 (V_{003}) preamplificatore di tensione e OC71 (V_{004}) amplificatore di potenza.

Il filtro composto dall'impedenza L_{01} e dai condensatori C_{19}, C_{20}, C_{21} serve per eliminare l'eventuale presenza di segnali intorno a 40 kHz.

Il transistore V_{004} è collegato in circuito a collettore comune in modo da avere un'uscita a bassa impedenza. Il segnale in uscita viene prelevato sull'emettitore cioè ai capi della resistenza R_{28} ed inviato contemporaneamente ai quattro circuiti risonanti L_{11}, C_{25}; L_{12}, C_{27}; L_{13}, C_{29}; L_{14}, C_{31}, accordati ciascuno su una delle quattro frequenze di battimento predisposte nel trasmettitore.

Essi selezionano perciò i segnali provenienti dal transistore V_{004} applicandoli, attraverso un diodo rivelatore, ai transistori finali V_{005}, V_{006}, V_{007}, V_{008}.

I transistori finali hanno gli emettitori collegati in comune e polarizzati negativamente per mezzo del partitore R_{31}, R_{32}; in assenza di segnale pertanto essi sono mantenuti in stato di interdizione. Sul circuito di collettore di ciascun transistor finale è inserito un relè la cui azione determina la relativa regolazione sul televisore.

Quando viene premuto un tasto del trasmettitore, all'uscita del transistore V_{004}, si ha il battimento relativo a tale comando e viene perciò eccitato uno dei quattro circuiti L_{11}, C_{25}; L_{12}, C_{27}; L_{13}, C_{29}; L_{14}, C_{31}.

Fig. 4 - Televisore Voxson « Futurist » della serie Photomatic, il più automatico del mondo. Può essere manovrato senza toccarlo con una piccola trasmittente ad ultrasuoni.

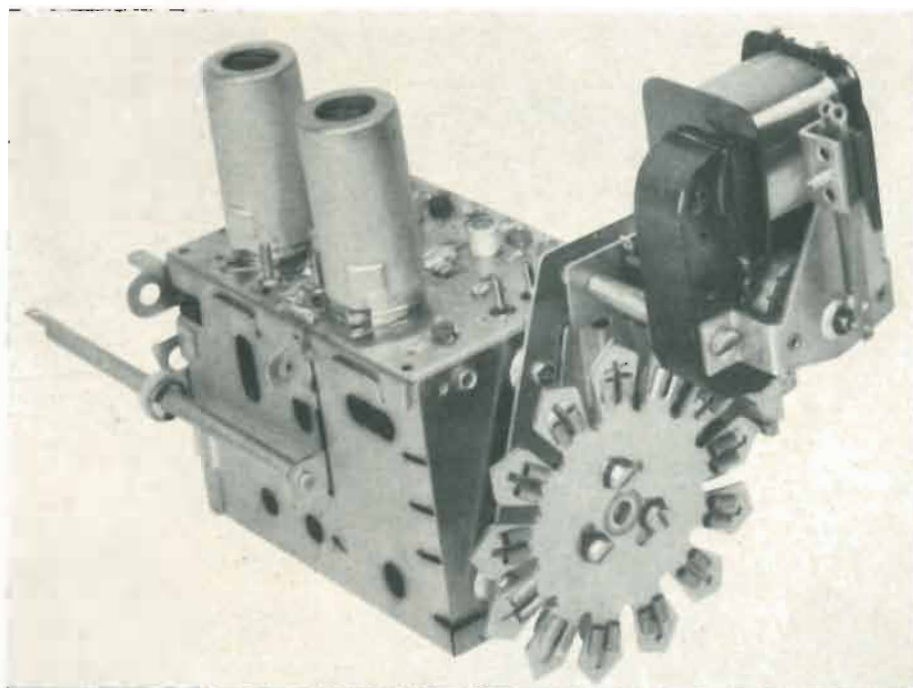



Fig. 5 - Ecco il gruppo RF predisposto per la commutazione di canale, con il relé di comando. Questo gruppo RF è montato sui ricevitori TV Voxson « Futurist ».

Frequenza del generatore	Circuito	Regolare per la minima lettura
1 kHz	Accensione	L_{11}
1,6 »	Canali	L_{12}
2,2 »	Volume	L_{13}
3,2 »	Contrasto	L_{14}

Il diodo rivelatore connesso al circuito accordato fornisce una tensione negativa alla base del transistor finale che diviene conduttore provocando la chiusura del relè ad esso collegato.

I relè, contrassegnati nello schema elettrico con le sigle E_1, E_2, E_3, E_4, sono di tre tipi distinti:

— il relè E_1 serve ad accendere e spegnere il televisore e funziona come un interruttore « bistabile »; un impulso fa chiudere l'interruttore, mentre quello successivo ne provoca l'apertura. Tale interruttore è inserito sul primario del trasformatore di alimentazione del televisore ed è in serie all'interruttore generale I_{603}. È ovvio pertanto che se il televisore viene spento per mezzo dello *Spatial Control* esso puó essere riacceso soltanto facendo uso dello *Spatial Control* stesso. Si può eliminare tale necessità portando in posizione « spento » il commutatore *CM* che esclude l'azione del comando a distanza.

— il relè E_2 viene utilizzato per il cambio dei canali e funziona semplicemente come un interruttore « chiuso » quando il relè è eccitato ed « aperto » quando il relè è a riposo. Elettricamente l'interruttore si trova collegato in parallelo al pulsante cambio-canali del televisore e ne assolve la stessa funzione.

— i relè E_3, E_4 sono sostanzialmente identici nella loro costituzione e funzionano come commutatori a una via e tre posizioni. I commutatori ruotano successivamente sulle tre posizioni compiendo uno scatto ad ogni comando ed inseriscono ciclicamente resistenze di diverso valore sui circuiti corrispondenti del televisore.

Per il controllo di volume (relè E_3) viene variata la resistenza sul circuito di griglia della finale audio cioè il carico del triodo preamplificatore di bassa frequenza: a volume massimo l'interruttore del relè non inserisce alcuna resistenza, sulla posizione di volume medio e minimo vengono inserite rispettivamente le resistenze E_{33} e R_{34}.

Per la regolazione del contrasto (relè E_4) viene variato il valore della resistenza tra il cursore del potenziometro P_{604} e la massa: nella posizione corrispondente al contrasto massimo il cursore viene collegato direttamente alla massa; nella posizione di contrasto medio il collegamento a massa avviene attraverso la resistenza R_{35} (in parallelo con R_{36}), per il contrasto minimo avviene attraverso la sola R_{36}.

I circuiti che fanno capo ai commutatori ed agli interruttori dei relè sono collegati al televisore mediante un cavo schermato che termina con uno spinotto a 9 piedini; tale spinotto viene inserito su una apposita presa prevista sul televisore.

Nel caso si avesse necessità di asportare il comando a distanza è necessario innestare nella presa uno spinotto che rechi due ponticelli tra i piedini 1-8, 2-6 o 4-5 per permettere il funzionamento del televisore indipendentemente dal comando a distanza.

Comunque il commutatore *CM* del comando a distanza è collegato in modo che nella posizione « spento » vengono disinseriti i controlli del volume e del contrasto mentre resta chiuso il circuito di alimentazione così che il televisore possa essere messo in funzione e regolato per mezzo dei comandi frontali.

È prevista anche la possibilità di inserire uno stabilizzatore e di comandarne l'accensione con lo *Spatial Control*.

Lo stabilizzatore deve essere inserito tra le spine *A* e *B*; l'ingresso alla spina *A* e l'uscita alla spina *B* per mezzo di un'apposita prolunga.

L'interruttore dello stabilizzatore deve essere mantenuto in posizione di « acceso ».

Con questo tipo di collegamento la rete giunge all'ingresse dello stabilizzatore attraverso l'interruttore comandato dal relè E_1 (in serie all'interruttore generale I_{603}), l'uscita viene collegata al circuito di alimentazione del televisore.

4. - NORME PER L'ALLINEAMENTO DEL RICEVITORE 4C88-R

La necessità di riallineare i circuiti accordati del ricevitore è molto rara essenso i circuiti stessi estremamente stabiliti e largamente dimensionati.
Nei pochi casi in cui si ravvedesse tale necessità si dovranno seguire le norme sottodescritte.

4.1. - Strumenti occorrenti

— Generatore di segnali a 40 kHz con uscita di 10 ÷ 20 μV.
— Volmetro elettronico che abbia possibilmente una portata di 0,5 V. f.s.
— Generatore di B.F. che comprenda le frequenze da 1 a 3,2 kHz con uscita di 10 mV ed impedenza interna non superiore a 1000 Ω.
— Volmetro da 20.000 Ω/V con portata di 30 ÷ 50 V f.s.

4.2. - Allineamento dell'amplificatore a 40 kHz

— Collegare il generatore di segnali a 40 kHz alla base del transistore V_{001} tramite un condensatore da 0,01 μF.
— Collegare il vometro elettronico regolato per la portata di 0,5 V ed in c.c., al punto di giunzione tra L_{01} e R_{19}.
— Regolare per la massima uscita i nuclei dei trasformatori T_{02} e T_{03}.

4.3. - Allineamento dei filtri selettori L11-C25 - L12-C27 - L13-C29 - L14-C31

— Collegare l'uscita del generatore di B.F. al punto di giunzione di L_{01} con C_{21}.
— Collegare il volmetro 20.000 Ω/V, regolato sulla scala 50 V successivamente ai collettori dei transistori V_{005}, V_{006}, V_{007}, V_{008} (il collegamento può essere fatto anche sui terminali dei relè).
— Allineare secondo i dati della tabella sopra riportata.
Il trasformatore T_{01} ed il filtro L_{01} vengono allineati in fabbrica e non devono essere mai ritoccati. *A.*

Considerazioni di ordine generale sugli amplificatori di alta qualità*

(parte prima di due parti)

E' indiscutibile l'interesse generale per la riproduzione ad alta fedeltà di musica registrata sia su disco, sia su nastro. In questo articolo, redatto a cura dei laboratori di ricerca della Philips, si vuole dare un panorama dei problemi generali relativi al progetto di apparecchiature per alta fedeltà.

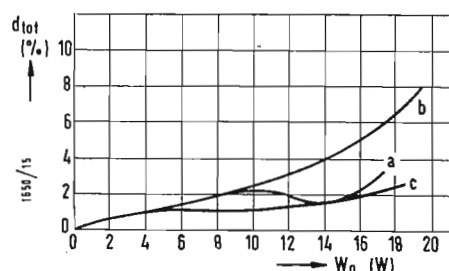



Fig. 1 - Confronto tra curve di distorsione di un amplificatore al cui ingresso è stato applicato un segnale di forma sinusoidale come nel caso di 2 × EL84 funzionanti in controfase, classe AB; in (*a*) la polarizzazione è quella catodica normale, in (*b*) la polarizzazione è fissa e le altre condizioni corrispondono a quelle del caso (*a*), in (*c*) il carico è stato ridotto per consentire il miglior funzionamento con polarizzazione fissa.

GENERALMENTE un complesso per la riproduzione della musica ad alta fedeltà è costituito da un giradischi, un fonorivelatore, un preamplificatore-equalizzatore, un amplificatore di potenza ed uno o più altoparlanti; per completare l'apparecchiatura vi si può aggiungere un sintonizzatore AM-FM e un registratore a nastro. Tutti questi elementi contribuiscono alla qualità della riproduzione (oppure possono essere causa di distorsione). Al massimo, tuttavia, essi non possono fare di più che riprodurre quello che è contenuto nella sorgente di segnale, cioè nella registrazione su disco o nastro o nella trasmissione radiofonica. La stessa sorgente sarà affetta da una certa distorsione. Per quanto riguarda la distorsione lineare una correzione completa può essere raggiunta per mezzo dell'equalizzatore oppure ottenuta a mezzo dei regolatori di tono. Per tutte le altre forme di distorsione contenute nella sorgente del segnale non esiste alcun rimedio. Per soddisfare il sempre crescente numero dei cultori dell'alta fedeltà le ditte produttrici di dischi e i tecnici addetti alla qualità delle radiotrasmissioni hanno fatto considerevoli progressi per ridurre al minimo questa distorsione; anzi hanno conseguito decisivi successi in questo senso, per cui è pienamente giustificato l'interesse di un pubblico sempre più numeroso per quelle apparecchiature che sono in grado di mettere in evidenza l'eccellente qualità di queste « sorgenti ».

Nella catena di elementi compresi fra la sorgente del segnale e l'orecchio, l'amplificatore ha grande influenza sulla qualità della riproduzione; esso è inoltre l'unico anello della catena in cui si possono controllare importanti caratteristiche come la risposta di frequenza e l'amplificazione; nulla infatti si può fare per modificare le caratteristiche del fonorivelatore, della testina del magnetofono e dell'altoparlante. Le regolazioni che si possono inserire in un amplificatore danno la possibilità non solo di adattare tutto il complesso alta fedeltà alle caratteristiche di registrazione propria del disco o del nastro, ma anche alle caratteristiche acustiche del locale in cui esso viene installato. Da ultimo, ma non meno importante, l'ascoltatore può adattare la risposta dell'amplificatore al suo gusto personale o alle caratteristiche del suo orecchio.

Dato che in un complesso di alta fedeltà l'amplificatore è l'elemento più flessibile, ci soffermeremo in primo luogo su alcune considerazioni d'ordine generale riguardo al suo progetto. In seguito discuteremo ampiamente il progetto e la realizzazione pratica di amplificatori di potenza e di preamplificatori con incorporato l'equalizzatore che possono considerarsi, oggi, tipici nel campo delle apparecchiature a prezzo basso e medio.

1. - REQUISITI DI UN AMPLIFICATORE AD ALTA FEDELTÀ

Le caratteristiche essenziali di un buon amplificatore si possono così riassumere:

1) bassa distorsione armonica (max. 0,5%)
2) bassa distorsione per intermodulazione (max. 2%)
3) bassa distorsione per nota di battimento (max. 0,8%)
4) curva di risposta di frequenza lineare sino ad almeno un'ottava oltre la massima frequenza udibile
5) piccola differenza di fase entro questa gamma di frequenze
6) basso livello di fruscio e di ronzio
7) ampia riserva di potenza per consen-

* Philips, Bollettino Tecnico d'Informazione.

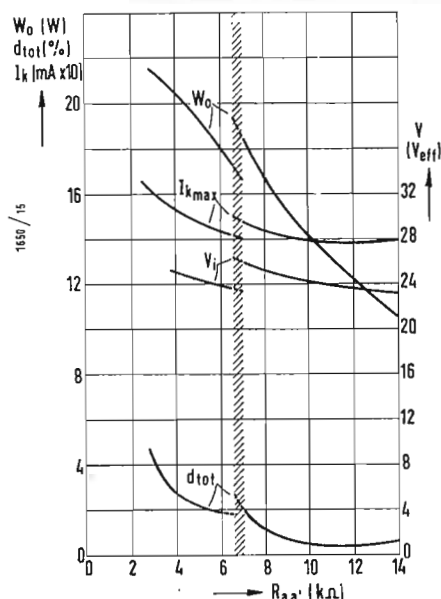



Fig. 2 - Curve relative al funzionamento in push-pull di due EL34 collegate a triodo.

Fig. 3 - Schema elettrico semplificato di uno stadio finale push-pull ultralineare.

tire la riproduzione dei transitori di potenza elevata senza sovraccaricare l'amplificatore

8) bassa resistenza d'uscita per permettere lo smorzamento elettrico dell'altoparlante.

Tali caratteristiche sono richieste naturalmente in tutti gli stadi dell'amplificatore, ma assumono un'importanza decisiva nella progettazione dello stadio finale. Per una riproduzione realistica di un brano per orchestra è necessario poter disporre di una sufficiente potenza. Per una stanza di normali dimensioni normalmente è richiesta una potenza di picco di 10 W, mentre per locali di dimensioni maggiori e per piccole sale è nccessario disporre di almeno 15 W.

Esistono due tipi di stadi finali capaci di fornire all'altoparlante una potenza effettiva da 10 a 15 W con bassa distorsione:

1) stadio equipaggiato con pentodi in push-pull classe AB

2) stadio equipaggiato con triodi in push-pull classe A, oppure AB.

Entrambi questi circuiti hanno i loro pregi e la scelta tra l'uno e l'altro è dettata principalmente da criteri economici e di resa.

2. - STADIO FINALE CON PENTODI

I pentodi di potenza EL 34 e EL 84, introdotti alcuni anni fa, hanno una dissipazione anodica di 25 W e 12 W rispettivamente. Con essi è possibile progettare stadi finali in classe AB capaci di fornire una potenza d'uscita effettiva di oltre 25 W o 12 W rispettivamente (supposto che il trasformatore d'uscita abbia un rendimento dell'80 %, valore tipico per i trasformatori attuali).

Il rendimento complessivo di tali stadi è considerevolmente elevato, essendo dell'ordine dal 40 % al 50 %. La distorsione armonica per contro s'aggira sul 3 e 4% alla massima uscita e di conseguenza si rende necessaria una controreazione di valore discretamente elevato per riportare la distorsione ad un livello inferiore allo 0,5% in condizioni di massima uscita.

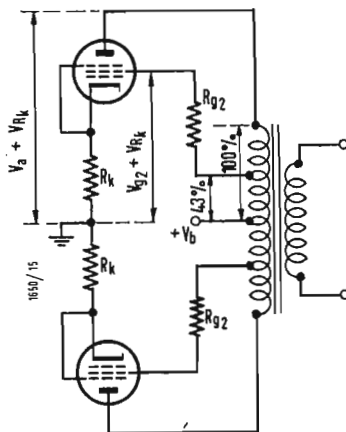
Le condizioni di funzionamento in classe *AB*, normalmente raccomandate e pubblicate dai costruttori di valore, si riferiscono a misure effettuate con segnale d'ingresso di forma sinusoidale costante. La resistenza catodica è scelta in modo che, in assenza di segnale all'ingresso, le valvole lavorino in classe *A* mentre con l'intero segnale applicato il punto di lavoro delle medesime corrisponda al funzionamento in classe *B*.

Il carico fra anodo e anodo è scelto per il miglior funzionamento in classe *B* a pieno segnale. Lo spostamento del punto di lavoro è dovuto all'influenza dell'aumento delle correnti anodiche e di griglia schermo sulla polarizzazione di catodo. Per uno stadio d'uscita tipico con due pentodi EL 84 alimentati con 310 V, l'aumento della corrente catodica e quindi della polarizzazione di griglia è del 40% con segnale d'ingresso di forma sinusoidale.

Quando invece questo stadio di potenza è usato per la riproduzione della parola e della musica, le condizioni di funzionamento cambiano sensibilmente. Il valore medio del segnale è in questo caso molto basso paragonato al valore dei picchi che si succedono di quando in quando e anche il valore medio delle variazioni della corrente catodica è perciò molto basso. Dato il valore delativamente grande della costante di tempo della resistenza catodica e del condensatore ad essa in parallelo, lo spostamento del punto di lavoro, anche in presenza di picchi di segnale, è così piccolo che si può considerare lo stadio funzionante con una polarizzazione quasi fissa. Se in uno stadio normale classe *AB* (polarizzato di catodo) si effettuano misure in condizioni di polarizzazione fissa e con all'ingresso un segnale di forma sinusoidale si trova che, alla massima potenza d'uscita, si verifica una distorsione maggiore di quella che si avrebbe con polarizzazione catodica. Queste due condizioni di funzionamento per pentodo finale EL 84 sono illustrate nella fig. 1 dalle curve *a* e *b*. In entrambi i casi la polarizzazione in condizioni di riposo è la stessa; nella curva *a* è indicato il funzionamento normale a cui si riferiscono i dati pubblicati con polarizzazione catodica, nella curva *b* il funzionamento con polarizzazione fissa. Da queste curve si ricava che, in pratica, uno stadio che funziona in classe *AB*, progettato per funzionare con tensioni di forma sinusoidale, produrrà una distorsione più elevata quando dovrà riprodurre i transitori di un brano di musica o di un discorso.

Un sistema per migliorare questa situazione consiste nel regolare il punto di lavoro dello stadio finale in assenza di segnale per il miglior funzionamento con polarizzazione fissa, anche se lo stadio è stato predisposto per funzionare con polarizzazione catodica. Ciò causa una più bassa corrente di riposo e una più bassa resistenza di carico da anodo a anodo. Questi cambiamenti hanno come conseguenza forti variazioni dei valori istantanei delle correnti anodica e di griglia schermo quando allo stadio viene applicato il segnale, l'effetto di queste però è almeno in parte compensato in quanto anche il valore della costante di tempo del circuito catodico risulta aumentato. L'escursione del punto di lavoro in presenza del segnale si mantiene allora molto limitata.

Si è trovato che una buona costanza della tensione di alimentazione può essere garantita anche in condizioni di brusche variazioni della corrente anodica inserendo nei punti di alimentazio-

ne dell'anodo e della griglia schermo condensatori elettrolitici di valore elevato. In tal modo correnti di picco corrispondenti quasi a condizioni di sovraccarico possono essere effettivamente fornite da questi condensatori con una riduzione della tensione anodica di alimentazione di meno dello 0,5% e in tal modo lo stadio finale è sempre in grado di fornire valori elevati istantanei di potenza. Tali disposizioni combinate con un valore elevato del grado di controreazione (26 dB) che comprende il trasformatore d'uscita, corrispondono ad una ottima soluzione e potrà essere tenuta presenta nel progetto dello stadio finale di un amplificatore con 10 W d'uscita Un altro vantaggio di questa soluzione è che pentodi d'uscita da 12 W lavorano in condizioni da dissipare soltanto 7,5 W. Le corrispondenti condizioni di funzionamento con polarizzazione fissa in questo caso sono illustrate dalla curva *c* di fig. 1.

È necessario ricordare che queste condizioni di funzionamento valgono soltanto per la riproduzione della musica o della parola; per segnali sinusoidali, in queste stesse condizioni, ne risulterebbe un'eccessiva distorsione. Per questo motivo risulta difficile misurare direttamente il livello di distorsione nelle condizioni reali di funzionamento.

Un secondo sistema, altrettanto diffuso permette di perfezionare i risultati dello stadio finale, è quello di far funzionare lo stadio d'uscita in condizioni di carico distribuito. In relazione con la precisione del carico impiegato, la variazione nelle correnti di anodo e di griglia schermo può diventar tanto piccola da rendere il funzionamento con polarizzazione catodica, pressocchè uguale a quello con polarizzazione fissa.

3. - STADIO FINALE A TRIODI

In uno stadio finale push-pull equipaggiato con triodi e funzionante virtualmente in classe *A* il livello di distorsione propria è basso. Si è trovato che impiegando pentodi e tetrodi da 25 W collegati a triodo si può ricavare una potenza da 12 a 15 W con un livello di distorsione inferiore all'1% impiegando una tensione di alimentazione anodica di 425 V.

La massima potenza d'uscita e la corrispondente distorsione variano in maniera apprezzabile al variare dell'impedenza di carico; la fig. 2 illustra il funzionamento tipico del pentodo di potenza EL 34 collegato a triodo e funzionante poco al di sotto della massima dissipazione consentita di 25 W.

Con un'impedenza di carico fra anodo ed anodo al di sotto del valore di 7 kΩ si possono usare sia una resistenza catodica comune sia due resistenze di catodo separate (e con condensatore in parallelo); per impedenze superiori a 7 kΩ si ottiene il miglior risultato impiegando una resistenza catodica comune senza alcun condensatore in parallelo.

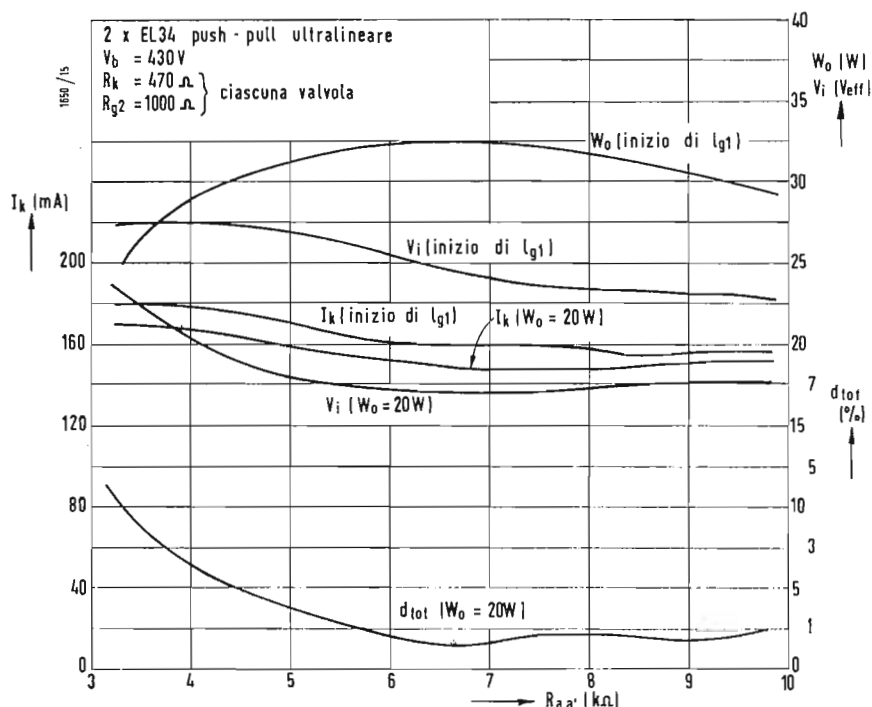



Fig. 4 - Curve relative al funzionamento di due pentodi EL34 in uno stadio finale push-pull ultralineare con le prese di griglia schermo derivate al 43% delle spire primarie.

Se si aumenta l'impedenza di carico le condizioni di funzionamento si avvicinano a quelle di classe *A* e il miglior risultato per una resa di alta qualità si ottiene con una impedenza di carico di circa 10 kΩ. In queste condizioni le valvole forniscono 14 W di uscita con una distorsione armonica complessiva inferiore allo 0,5%.
Questo tipo di stadio finale è stato per molti anni impiegato con successo in amplificatori con una potenza di uscita effettiva di 12 W. Data la sua bassa distorsione esso richiede, a parità di potenza d'uscita un valore di controreazione inferiore a quello necessario negli stadi equipaggiati con pentodi o tetrodi; inoltre in un amplificatore composto di 3 o 4 stadi ed in cui la maggior parte della controreazione comprende tutto l'amplificatore (incluso il trasformatore d'uscita) è più facile avere, a parità di distorsione, una maggiore stabilità.

4. - STADIO D'USCITA ULTRALINEARE

Sebbene il triodo impiegato negli stadi finali push-pull abbia grandi vantaggi dal punto di vista della distorsione, il suo basso rendimento e la limitata potenza d'uscita sono ritenuti seriamente svantaggiosi. Questo è il motivo per cui vanno acquistando sempre più interesse i circuiti finali *con carico distribuito*, divenuti popolari con la denominazione di *stadi finali ultralineari*. Essi comportano l'applicazione di una controreazione nello stesso stadio finale. Le griglie schermo delle valvole finali (vedi fig. 3) sono alimentate da opportune prese sul primario del trasformatore d'uscita, cosicchè questo stadio si può considerare come avente applicata una controreazione, in modo non lineare, attraverso le griglie schermo stesse. Le caratteristiche di uno stadio finale ultralineare sono comprese fra quelle del pentodo e quelle del triodo; avvicinandosi a quest'ultimi man mano che aumenta la porzione di spire primarie comuni ai circuiti di griglia schermo e di anodo.
Col circuito ultralineare funzionante nelle migliori condizioni si può ricavare il 65% della potenza d'uscita fornita da un equivalente stadio equipaggiato con pentodo con una distorsione considerevolmente più bassa mentre con la potenza d'uscita del corrispondente stadio a triodo si otterrebbe una distorsione dello stesso ordine di grandezza. Anche l'impedenza d'uscita viene ridotta ad un valore paragonabile a quello degli stadi push-pull convenzionali equipaggiati a triodi.
Amplificatori di alta qualità con potenza d'uscita superiore ai 20 W possono essere realizzati impiegando due pentodi della classe di 25 W in circuito «ultralineare»; in tal modo la potenza disponibile è considerevolmente più grande di quella fornita con fun-

Tipo di valvola	Tipo di funzionamento	Condizioni di funzionamento					Distorsione totale in % a			
		V_a (V)	V_{g2} (V)	R_k (Ω)	R_{a-a} (kΩ)	R_{g2} (Ω)	10 W	14 W	20 W	30 W
2 × EL 34	collegamento a triodo	400	(*)	470 ciascuna valvola	10	(*)	0,5	0,7		
	circuito ultralineare, 43% di avvolgimento primario in comune	400	400	470 ciascuna valvola	6,6	1000 ciascuna valvola	0,6	0,7	0,8	1
	collegamento a pentodo	375	375	130 in comune	3,4	470 in comune	1,5	1,9	2,5	3,8
							5 W	10 W	15 W	
2 × EL 84	collegamento a triodo	300	(*)	150 in comune	10	(*)	1			
	circuito ultralineare, 20% di avvolgimento primario in comune	300	300	270 ciascuna valvola	6,6		0,8	1,0	1,5	
	circuito ultralineare, 43% di avvolgimento in comune	300	300	270 ciascuna valvola	8,0		0,7	0,9		
	collegamento a triodo	300	300	270 ciascuna valvola	8,0		1,5	2,0	2,0	

* Griglia schermo collagata all'anodo

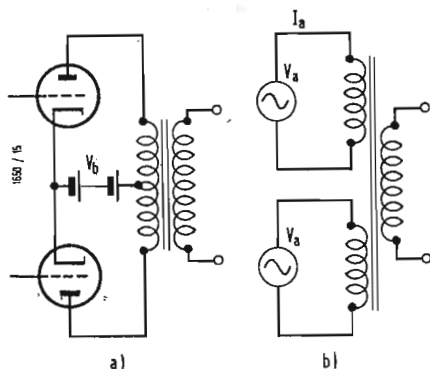



Fig. 5 - In (*a*) è illustrato un circuito semplificato di uno stadio push-pull, in (*b*) il relativo circuito equivalente.

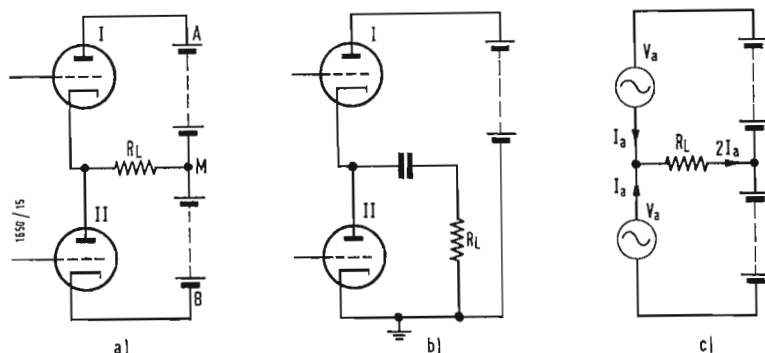



Fig. 6 - Circuito semplificato di uno stadio finale push-pull senza trasformatore d'uscita; in (*a*) la resistenza di carico è collegata al punto *M*, presa centrale della tensione di alimentazione, in (*b*) la resistenza di carico è collegata a massa. In (*c*) è indicato il circuito equivalente.

zionamento a triodo. Le prestazioni dei pentodi da 12 W migliorano notevolmente in un circuito ultralineare, anche se la potenza disponibile è un po' ridotta. Infatti si possono ancora ottenere potenze effettive dai 10 ai 12 W. Nella Tabella 1 sono messi a confronto i dati di funzionamento dei pentodi di potenza EL 34 ed EL 84 impiegati in stadi finali a triodo, a pentodo e in circuiti ultralineari. Per la EL 34 è del massimo interesse il confronto fra il funzionamento in circuito « ultralineare » e il funzionamento a triodo, giacchè il circuito ultralineare, con prese sul primario del trasformatore d'uscita consente di ottenere una potenza che è più del doppio di quella fornita da un circuito a triodo mentre la distorsione è mantenuta molto bassa.

Sebbene prove sperimentali abbiano dimostrato che con un rapporto dell'avvolgimento primario comune del valore di 0,2 (vale a dire con il 20% dell'avvolgimento primario in comune ai circuiti di anodo e di griglia schermo) il livello di distorsione sia dell'ordine di quello dei circuiti a triodo, si è trovato che è possibile ottenere apprezzabili miglioramenti per potenze maggiori, quando il rapporto delle spire comuni è ulteriormente aumentato. Il miglior compromesso nel risultato complessivo si ottiene aumentando la percentuale dell'avvolgimento primario in comune sino a valori di 40-45%. Anche se la potenza disponibile viene ridotta, si possono tuttavia avere 35 W di uscita con una distozione percentuale di circa il 2,5% all'inizio della corrente di griglia.

Nella fig. 4 è indicato il funzionamento tipico della valvola EL 34 impiegata con un trasformatore d'uscita nel cui primario è stata derivata la presa (per la griglia schermo) al 43% dell'intero avvolgimento. I valori indicati per la potenza d'uscita sono quelli forniti al carico collegato ai capi del secondario. Per la EL 84 il raffronto tra il funzionamento in un circuito ultralineare e il funzionamento a pentodo e ancora più significativo. Anche in questo caso il circuito ultralineare consente una considerevole riduzione della distorsione. Con un rapporto di avvolgimento primario in comune del valore di 0,2 le due valvole possono erogare approssimativamente una potenza di 15 W.

Dalle cifre esposte nella tabella 1 apparirebbe piccolo il vantaggio che si ottiene avvicinandosi ulteriormente alla condizione di funzionamento a triodo. Si hanno comunque almeno due vantaggi effettuando la presa al 40% dell'avvolgimento primario, ciò vale particolarmente per la EL 34 che può fornire ancora una più elevata potenza; innazi tutto si ottiene una identica prestazione sia con l'impiego di una polarizzazione catodica che con una polarizzazione fissa, in quanto, avvicinandosi al funzionamento in classe *A* del triodo, le variazioni delle correnti nel circuito anodico e di griglia schermo diventano minime quando viene applicato il segnale in griglia. In secondo luogo, analogamente al funzionamento a triodo, anche in questo caso la potenza d'uscita e la distorsione dipendono in misura ridotta dal valore dell'impedenza di carico.

Con la presa al 40% delle spire primarie, si rileva una piccola variazione nelle prestazioni per un cambiamento dell'impedenza di carico (fra anodo ed anodo) da 6 a 9 kΩ.

5. - CONTROREAZIONE

Il valore della distorsione indicato nella Tabella 1 non è ritenuto sufficientemente basso per amplificatori di elevata qualità. La distorsione può essere ulteriormente ridotta mediante l'impiego della controreazione, generalmente, fra l'uscita e l'entrata dell'intero amplificatore comprendente lo stadio preamplificatore, lo stadio invertitore di fase e pilota e lo stadio finale (« catena » di controreazione unica). La catena di controreazione comprende naturalmente anche il trasformatore d'uscita e poichè il comportamento di questo elemento è molto dipendente dalla frequenza, l'entità della controreazione che si

può applicare dipenderà moltissimo dalla qualità di questo componente.
In un amplificatore in cui è applicata la controreazione si potranno verificare fenomeni di instabilità quando il guadagno della catena di controreazione (che è il prodotto del guadagno in assenza di controreazione per l'attenuazione che si verifica nella rete di controreazione) supera il valore di 1 a quelle frequenze alle quali la rotazione di fase complessiva ai capi della catena diventa 0 oppure 360° e rende quindi la tensione di controreazione in fase con quella presente all'ingresso. Dato che le condizioni per una controreazione implicano una rotazione di fase di 180° è evidente che si verificheranno fenomeni di instabilità tutte le volte che nell'amplificatore e nella linea di controreazione si avrà una rotazione di fase aggiuntiva all'incirca di 180°.
Solitamente è difficile effettuare la misura della rotazione di fase. Normalmente in sede di progetto si fa uso della relazione esistente tra rotazione di fase e attenuazione. Un semplice filtro *RC* passa-alto o passa-basso provoca, al limite, una rotazione di fase di 90° e l'attenuazione si avvicina asintoticamente ai 6 dB per ottava. Da ciò deriva che una successiva rotazione di fase di 180° corrisponde ad un valore finale di attenuazione di 12 dB per ottava. Si può disporre ancora di un sufficiente margine di stabilità quando i valori di attenuazione non superano i 10 dB per ottava in quella parte della caratteristica di guadagno della catena dove si ha una variazione da circa 10 dB a — 10 dB passando attraverso il punto a guadagno unitario (0 dB). Da quanto esposto sopra si deduce che le caratteristiche dell'amplificatore devono essere controllate anche molto oltre il campo udibile. Tale controllo diventa sempre più difficoltoso col crescere del fattore di controreazione e, data l'attuale tendenza ad introdurre dai 25 ai 29 dB di controreazione, ben si comprende come la rotazione di fase causata dal trasformatore d'uscita, ponga dei limiti ben precisi al progetto di un amplificatore.

Diventa oltremodo difficile poter mantenere, entro l'intera gamma di frequenze acustiche, un elevato e costante livello di controreazione in un amplificatore a tre o quattro stadi in cui la catena di controreazione comprende il circuito completo e il trasformatore di uscita. È difficile poter realizzare una adeguata stabilità. Di solito infatti si trova che il valore della controreazione reale diminuisce sia verso le frequenze alte sia verso quelle basse dello spettro acustico. È necessario tuttavia poter disporre di un valore adeguato di controreazione in corrispondenza alla frequenza fondamentale di risonanza dell'altoparlante onde avere una bassa impedenza d'uscita necessaria per un efficace smorzamento. È necessaria anche a quelle frequenze elevate le cui armoniche si trovano entro la gamma udibile, vale a dire verso i 10 kKZ.

Fig. 7 - Stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita equipaggiato con pentodi. La griglia schermo della valvola II è alimentata tramite R_1, quella della valvola I per mezzo della resistenza di carico R_L. La corrente anodica della valvola II supera quella della valvola I in quanto tali valvole sono collegate in serie. Per ristabilire l'equilibrio in parallelo alla valvola II viene collegata la resistenza R_2.

6. - TRASFORMATORE D'USCITA

Il trasformatore d'uscita è l'elemento più critico di un amplificatore; un trasformatore d'uscita progettato male può essere all'origine di una distorsione che generalmente viene ricercata in altre parti dell'amplificatore.
I vari tipi di distorsione che possono avere origine nel trasformatore d'uscita sono i seguenti:
1) *Distorsione di frequenza,* causata sia da una induttanza primaria troppo bassa sia da un valore elevato della induttanza dispersa oppure da effetti di risonanza.
2) *Distorsione di fase,* causata da una rotazione di fase quando la tensione di controreazione viene prelevata dal secondario del trasformatore. Di solito questo tipo di distorsione si manifesta con oscillazioni spurie alle frequenze elevate causate da una rotazione di fase dovuta all'induttanza dispersa e alle capacità distribuite di valore elevato.
3) *Intermodulazione e distorsione armonica dello stadio finale,* causate da un sovraccarico alle frequenze basse quando l'induttanza del primario è troppo bassa. In primo luogo ciò conduce ad una riduzione dell'impedenza di carico effettiva e in secondo luogo si viene a creare, alle frequenze più basse, un carico reattivo. In questo caso la caratteristica di carico a forma ellitica tende ad assumere una forma circolare e ciò mal si adatta alle curve caratteristiche anodische I_a/V_a delle valvole finali.
4) *Intermodulazione e distorsione armonica,* originate dall'andamento non lineare tra il flusso e l'intensità del campo magnetico nel nucleo del trasformatore. Questa distorsione è sempre presente; può ridursi considerevolmente qualora si tenga la densità del flusso B_{max} al di sotto di un certo limite (circa 7000 gauss con lamierini normali).
5) *Distorsione armonica,* introdotta da un'elevata resistenza dell'avvolgimento primario il che peggiora anche il rendimento.
Da ciò deriva che un buon trasformatore d'uscita deve avere le caratteristiche che qui sotto esponiamo:
1) Induttanza del primario elevata
2) Induttanza dispersa e capacità propria degli avvolgimenti basse
3) Densità del flusso magnetico B_{max} non eccessiva
4) Rendimento elevato (basse perdite negli avvolgimenti e nel nucleo)
5) Adattamento d'impedenza corretto.
È chiaro che progettando un trasformatore d'uscita, si deve tenere conto delle suddette caratteristiche spesso contrastanti. Un'induttanza primaria elevata, per esempio, implica un considereole numero di spire e ciò è in con-

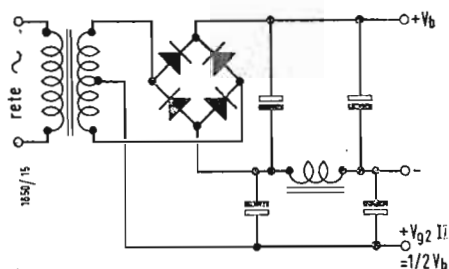



Fig. 8 - Circuito di un alimentatore con raddrizzatori metallici. La tensione per la griglia schermo della valvola II è prelevata dalla presa centrale del trasformatore d'uscita.

Fig. 9 - Alimentazione delle griglie schermo di uno stadio finale push-pull senza trasformatore mediante una doppia impedenza. Le griglie schermo hanno la stessa tensione dei rispettivi anodi. La magnetizzazione del nucleo dell'impedenza è nulla perchè le correnti di griglia schermo circolano negli avvolgimenti in senso opposto. In tal modo con un'impedenza di dimensioni ridotte si possono avere elevati valori di induttanza.

trasto con la necessità di avere resistenza e capacità propria poco elevate; una induzione massima B_{max} non eccessiva richiede un'ampia sezione del nucleo e ciò porta ad aumentare le dimensioni geometriche con conseguente difficoltà ad ottenere una elevata induttanza primaria.
L'induttanza dispersa e la capacità propria possono essere ridotte entro limiti tollerabili qualora vengano adottati opportuni accorgimenti nell'effettuare gli avvolgimenti. Con tali sistemi la frequenza di risonanza, relativa alla induttanza e capacità suddette, può raggiungere la gamma nella frequenza più elevate. Per una buona curva di risposta dello stadio amplificaotre si richiede che per questa frequenza di risonanza sia imposto un valore minimo.
Se si desidera una riproduzione fedele sino ai 20 kHz, la frequenza alla quale corrisponde una attenuazione di 3 dB è di almeno 60 kHz. Quando devono essere soppresse, con uno o più filtri *RC*, oscillazioni parassite causate da rotazioni di fase nel circuito di controreazione e non si vuol influenzare la curva di risposta sino a 60 kHz, la frequenza di risonanza dovuta all'induttanza dispersa deve avere il valore di almeno 200 kHz (si tenga presente che il secondario del trasformatore di uscita fa parte del circuito di controreazione).
Il valore dell'induttanza dispersa può essere mantenuto basso prelevando la tensione di controreazione mediante un avvolgimento separato accoppiato molto strettamente al primario.

Prove sperimentali hanno tuttavia dimostrato che, amplificatori da 20 W equipaggiati con 2 × EL 34 pur rivelandosi stabili in ogni condizione di carico. avevano una curva di risposta che scendeva di 7 dB a 20 kHz in quanto l'avvolgimento dell'altoparlante non era incluso nel circuito di controreazione. Risultati più soddisfacenti furono ottenuti con un trasformatore il cuo primario era stato suddiviso in un certo numero di strati in parallelo tra i quali erano stati inseriti strati dell'avvolgimento secondario (anch'essi collegati in parallelo), ma l'accoppiamento fra gli strati dell'avvolgimento primario non poteva essere sufficientemente stretto per cui ne risultava una induttanza dispersa relativamente elevata. Adottando sistemi di avvolgimento più complicati si ottengono migliori risultati, ma la costruzione in serie di tali trasformatori presenta notevoli difficoltà. Invertendo infatti le direzioni degli avvolgimenti si possono bilanciare le capacità distribuite, ma basta una minima dissimmetria ed imprecisione nell'esecuzione degli avvolgimenti per rendere illusorio il vantaggio. I migliori risultati si ottengono adottando per il primario gli avvolgimenti in serie. Il supporto dell'avvolgimento è suddiviso in due sezioni identiche: entrambe sostengono metà avvolgimento primario, suddiviso, per esempio, in cinque strati, tra i quali sono inseriti strati di avvolgimento secondario. In tal modo si hanno dieci avvolgimenti primari ed otto secondari, essendo i primi collegati in serie ed i secondi in parallelo oppure in gruppi in parallelo connessi in serie tra di loro, secondo le esigenze dell'adattamento di impedenza. Questa costruzione consente di ottenere un trasformatore universale che può essere usato per svariati rapporti di trasformazione, inoltre offre il considerevole vantaggio di permettere la scelta della presa adatta per la griglia schermo occorrente negli stadi finali del tipo ultra-lineare.
Da quanto siamo venuti esponendo è chiaro che il trasformatore d'uscita è veramente l'elemento più critico e più costoso di un amplificatore.

7. - STADIO FINALE PUSH-PULL SENZA TRASFORMATORE D'USCITA

Non desta quindi meraviglia il fatto che si siano compiuti molti tentativi per cercare di adattare direttamente l'altoparlante allo stadio finale di un amplificatore senza dover impiegare il trasformatore di uscita.
Sono stati costruiti altoparlanti con bobina mobile dotata di presa centrale di 2 × 2000 Ω d'impedenza, tali da poter essere collegati direttamente ad uno stadio di uscita in push-pull convenzionale. Questa soluzione, tuttavia, non ha avuto molto successo. Il rendimento era basso a causa del basso valore del rapporto induttanza-resistenza della bobina mobile e inoltre l'accoppiamento tra i due avvolgimenti della medesima era troppo lasco.
Ciò appare evidente considerando uno stadio finale in push-pull convenzionale come quello indicato in fig. 5*a* e il relativo circuito equivalente di fig. 5b. Si può notare che il circuito equivalente comprende due generatori separati le cui uscite sono accoppiate soltanto induttivamente per mezzo del trasformatore d'uscita. Qualunque imperfezione in tale accoppiamente produce distorsione. L'accoppiamente tra i due avvolgimenti dell'altoparlante ad alta impedenza a cui abbiamo accennato sopra è inferiore a quello un trasformatore e quindi maggiore è la distorsione che ne deriva.
Dalla fig. 5*a* si può notare che le valvole finali sono collegate in parallelo agli effetti della tensione di alimentazione mentre per ciò che riguarda il carico (c.a.) sono da considerarsi in serie. Se si scambiano fra di loro l'alimentazione e il carico si ottiene il circuito di fig. 6*a*. Per avere la stessa potenza d'uscita bisogna in questo caso che la tensione di alimentazione venga raddoppiata rispetto a quella del normale circuito push-pull; la corrente anodica però viene dimezzata per cui la potenza in gioco rimane costante. La resistenza di carico, collegata alla presa

centrale della tensione di alimentazione, diventa un quarto della resistenza di carico anodica (R_{aa}) del circuito push-pull convenzionale della fig. 5*b* in cui
$R_{aa} = 2\ V_a/I_a$
mentre nello stadio push-pull senza trasformatore di fig. 6*c* essa diventa
$R_L = V_a/2\ I_a = \frac{1}{4}\ R_{aa}$
Il circuito della fig. 6*a* ha lo svantaggio di avere il carico (la bobina mobile) a tensione elevata rispetto a massa. La fig. 6*b* indica che è possibile separare il carico dalla sorgente in c.c. e collegarlo a massa tramite un condensatore in serie. Quest'ultima soluzione ha inoltre il vantaggio di non richiedere la tensione di alimentazione con una presa centrale.
La resistenza di carico ottima per il circuito puch-pull senza trasformatore d'uscita può essere ulteriormente ridotta impiegando valvole costruite appositamente per questo circuito, per es. la EL 86, la PL 84 e UL 84. Tali valvole possiedono una resistenza in c.c. bassa e consentono quindi una corrente anodica elevata con una tensione anodica relativamente bassa. Inoltre la loro resistenza interna in c.a. e quindi la loro resistenza di carico ottima sono considerevolmente più basse di quelle dei convenzionàli pentodi d'uscita.

Il principio su cui si basa il funzionamento dello stadio finale push-pull senza trasformatore può essere ulteriormente modificato allo scopo di realizzare amplificatori di altissima qualità oppure di disporre di stadi di uscita molto economici. Quest'ultima possibilità è di particolare interesse per i radioricevitori. Sono stati realizzati circuiti in cui lo stadio finale funziona anche da invertitore di fase. Questi circuiti sono costituiti da un numero limitato di componenti. La qualità della riproduzione e la potenza d'uscita sono soddisfacenti paragonate agli stadi finali normali in classe *A* con trasformatore. Un esame più approfondito di questi circuiti esula, comunque, dallo scopo della nostra trattazione la quale vuole occuparsi esclusivamente dei problemi inerenti ai complessi di riproduzione di alta feceltà.

8. - PROBLEMI TIPICI INERENTI AGLI STADI FINALI PUSH-PULL SENZA TRASFORMATORE

Lo stadio finale push-pull della fig 6 funziona soddisfacentemente se si impiegano triodi o pentodi collegati a triodo. Se per avere un rendimento maggiore si devono usare pentodi sorgono, per quanto riguarda l'alimentazione della grigla schermo, problemi che noi esamineremo brevemente. L'alimentazione delle griglie schermo (vedi fig. 7) deve essere fatta in modo che queste siano allo stesso potenziale dei corrispondenti anodi e nello stesso tempo non siano sede di segnali rispetto ai catodi. Il metodo più semplice per ottenere ciò per la valvola II consiste nell'alimentare la sua griglia schermo dal $+\ V_b$ tramite la resistenza R_1 disaccoppiata per mezzo di C_3.
Il valore di R_1 deve essere tale da portare la tensione della griglia schermo, in assenza di segnale, ad una tensione uguale alla metà del valore di $+\ V_b$. La corrente di griglia schermo, però, aumenta in presenza del segnale per cui si ha una corrispondente caduta di tensione sulla griglia con il risultato che il punto di lavoro della valvola si sposta facendo aumentare la distorsione.

Ancora più difficile è ottenere la corretta tensione per la griglia schermo della valvola I dato che la caduta di tensione tra anodo e griglia schermo dovrebbe essere trascurabile. Ai capi della resistenza di caduta di griglia schermo viene a trovarsi il segnale d'uscita per cui se questa ha un valore basso assorbirà una parte considerevole della potenza d'uscita disponibile. La migliore soluzione a questo problema si ottiene alimentando la griglia schermo della valvola I tramite il carico medesimo R_L, vale a dire collegando l'altoparlante ad alta impedenza tra l'anodo e la griglia schermo della valvola I. La bassa corrente continua del circuito di griglia schermo non pregiudica il funzionamento di un normale altoparlante a 800 Ω per cui alla bobina mobile viene trasferita tutta la potenza disponibile senza alcuna perdita. Si può osservare però che la bobina mobile è collegata a massa solo tramite una capacità e si trova sotto tensione. Per evitare eventuali scariche tra la medesima e le parti metalliche dell'altoparlante si potrebbero collegare anche queste ultime al $+\ V_b$ anzichè metterle a massa, ma ciò è in contrasto con le normali norme di sicurezza.

Una soluzione di compromesso è quella di impiegare una resistenza di caduta di 6,8 kΩ, per esempio, nel circuito di griglia schermo e di collegare un capo della bobina mobile dell'altoparlante a massa e l'altro capo alimentarlo tramite l'usuale condensatore elettrolitico. Questo circuito consente un soddisfacente funzionamento per la valvola I, ma la perdita della poteza utile è di circa il 12%. Un'altra soluzione è quella di impiegare un'impedenza d'arresto anzichè una resistenza. Le sue dimensioni possono essere molto inferiori a quelle di un normale trasformatore d'uscita e il suo traferro può essere molto esiguo dato il basso valore della corrente continua circolante in essa. Una induttanza di circa 5H è suficiente per una resistenza di carico di 800Ω e un limite inferiore di frequenza di 30 Hz.

La tensione alla griglia schermo della valvola II può essere stabilizzata mediante una valvola stabilizzatrice di tensione o una resistenza VDR. Si può inoltre prelevare una tensione con valore pari a ½ V_b dall'alimentatore specialmente quando quest'ultimo è equipaggiato con elementi semiconduttori montati a ponte come indicato in fig. 8. La tensione richiesta si può prelevare della presa centrale del secondario del trasformatore d'alimentazioe. L'impedenza di filtro deve essere inserita nel ritorno comune negativo in modo che anche la corrente della griglia schermo della valvola II venga livellata. La caduta di tensione ai capi dell'impedenza dà origine ad una asimmetria nelle tensioni di alimentazione e conseguentemente ad una leggera riduzione della potenza d'uscita. È preferibile quindi dividere l'avvolgimento dell'impedenza in due parti uguali e includerle rispettivamente nel ramo positivo e negativo dell'alimentatore.
Poichè le due valvole finali, agli effetti della corrente continua, sono collegate in serie, la corrente anodica ircolante nella valvola II supererà quella della valvola I di un valore corrispondente alla corrente di griglia schermo di quest'ultima. Le condizioni di lavoro delle due valvole saranno quindi differenti nonostante le resistenze catodiche abbiano lo stesso valore.
È necessario perciò, per soddisfare le condizioni richieste da un circuito push-pull, collegare in parallelo alla valvola II una resistenza (R_2 nella fig. 7) che compensi l'influenza della corrente di griglia schermo della valvola I in modo che le condizioni di lavoro delle due valvole e le loro correnti catodiche risultino identiche. Può darsi anche il caso che questa resistenza venga collegata in parallelo all'uscita, ma dato il suo valore generalmente elevato, si avrebbe una leggera perdita di potenza.

La soluzione più brillante al problema dell'alimentazione delle griglie schermo delle due valvole finali, si può vedere nel circuito semplificato della fig. 9. Vengono impiegate per l'alimentazione delle due griglie schermo due impedenze d'arresto in modo che ogni griglia schermo viene a trovarsi pressappoco alla stessa tensione del rispettivo anodo e le correnti catodiche delle due valvole risultano uguali.

Le correnti scorrono negli avvolgimenti in senso contrario per cui i relativi campi magnetici tendono ad annullarsi. Può essere impiegato un nucleo senza traferro e quindi si può avere un valore elevato dell'induttanza con dimensioni ridotte. Nel circuito di alimentazione non è più necessaria una presa centrale e il filtraggio è ottenuto con una resistenza e due condensatori elettrolitici. Vengono comunemente realizzati degli amplificatore di alta qualità in cui è adottata questa soluzione per l'alimentazione delle griglie schermo. Tali circuiti, naturalmente, per le loro prestazioni veramente eccezionali, impiegano altoparlanti ad alta impedenza.

(*continua*)

Generatore termoelettrico per la trasformazione diretta del calore in elettricità

La Northern Illinois Gas company ha affidato alla Westinghouse Electric Company la costruzione del primo generatore termoelettrico commerciale per la trasformazione diretta del calore in elettricità.
Il generatore da 100 watt sarà installato ad Aurora per prevenire l'autocorrosione delle condutture del gas. L'elettricità prodotta dal generatore neutralizzerà l'elettricità che si sviluppa al passaggio dei gas nelle tubazioni, eliminando così la causa della corrosione.
L'apparecchio pesa 34 chili ed è alto 60 centimetri. Il calore prodotto dalla combustione di propano alla base del generatore passa attraverso un camino isolato entro il quale sono disposte coppie termoelettriche che provvedono alla produzione dell'elettricità. Le termocoppie sono costituite da semiconduttori, vale a dire da materiali che a bassa temperatura resistono al passaggio della corrente elettrica e ad alta temperatura divengono conduttori quasi perfetti. Il calore applicato ad un'estremità di un semi conduttore altera la struttura atomica del materiale, provocando un incessante flusso di elettroni, ossia, una corrente elettrica. I generatori termoelettrici sono completamente statici e possono essere adattati prontamente alle applicazioni in località inccessibili e disabitate.
Il Dott. S. R. Milliken, capo della sezione ricerche dell'azienda per la distribuzione del gas e dell'elettricità dell'Illinois settentrionale, ha dichiarato che il generatore verrà installato in una stazione di pompaggio inaccessibile e priva di quasiasi linea elettrica. Il generatore provvederà anche all'erogazione della corrente elettrica necessaria per il funzionamento di contatori, dispositivi per regolare il flusso del gas nelle tubazioni e apparecchi di comunicazione a microonde.

(*i.s.*)

Perduto il contatto radio con il « Venusik »

Gli scienziati sovietici hanno ammesso di avere perduto il contatto radio con la sonda planetaria « Venusik », lanciata il 12 febbraio di quest'anno da un satellite artificiale in orbita terrestre, sollecitando l'assistenza dell'Osservatorio Radio di Jodrell Bank, che dispone del più grande radiotelescopio del mondo.
Gli scienziati sovietici hanno comunicato ai colleghi inglesi i dati utili per il rilevamento della sonda diretta verso Venere, che, il 3 marzo, si trovava a 6.400.000 chilometri dalla Terra. Secondo il programma originale, « Venusik » avrebbe dovuto trasmettere i dati ogni cinque giorni, durante il suo viaggio di tre mesi verso il pianeta del sistema solare.
I sovietici avevano, in un primo tempo, declinato le offerte di aiuto degli scienziati britannici ed americani e si erano rifiutati di rendere note le radiofrequenze della sonda, impedendo in tal modo agli scieniati occidentali di partecipare al rilevamento del « Venusik » coi radiotelescopi e alla ricezione dei dati telemetrici.
Secondo il direttore di Jodrell Bank, Sir Bernard Lovell, è probabile che l'interruzione del contatto radio sia stato provocato da un guasto nella fonte di elettricità o nei circuiti elettronici installati sulla sonda, oppure dalla irregolare rotazione sull'asse per un difetto nel meccanismo di orientamento.
Se le comunicazioni radio non potranno essere ristabilite, il valore scientifico del « Venusik » nel tratto piú lontano del suo percorso orbitale verrà a ridursi a zero.
Come è noto, il primato nelle comunicazioni spaziali è detenuto dalla sonda statunitense « Pioneer V ». Nel marzo del 1960, la radio a bordo della sonda restò in contatto con le stazioni terrestri inglesi ed americane sino a 32.209.000 chilometri di distanza. Nel frattempo, il Pioneer V », dopo aver completato la sua prima orbita di 312 giorni, ha iniziato il secondo giro intorno al Sole.

(*u.s.*)

Il campo magnetico terrestre utilizzato come freno per i satelliti

Su progetto del Dr. Robert E. Fishell, gli scienziati del Laboratorio di Fisica Applicata presso la Johns Hopkins University hanno realizzato un semplice ed ingegnoso dispositivo, che ha permesso di ridurre la rotazione sull'asse dei tre satelliti artificiali americani « Transit », in orbita intorno alla Terra, mediante l'utilizzazione del campo magnetico terrestre.
La rapida rotazione iniziale dei satelliti è stata frenata da una serie di sbarrette esterne di 3 millimetri di spessore in lega di nichel-ferro, grazie alla continua inversione della magnetizzazione indotta nelle sbarrette in questione. Questo continuo cambiamento della direzione provoca infatti nelle asticciole una frizione interna che assorbe l'energia di rotazione del satellite sino a fermarlo.
L'inventore del dispositivo magnetico ha paragonato il satellite « Transit » ad una sfera che ruota entro un liquido viscoso. Da una parte, il satellite cerca di ruotare, e dall'altra, il campo magnetico terrestre cerca di annullare la rotazione.
Le asticciole-freno utilizzano due fenomeni per rimuovere energia di rotazione sui « Transit »: le correnti « parassite » o di Foucault, indotte durante la rotazione nel campo magnetico terrestre, e l'isteresi, che contribuisce a dissipare l'energia nella magnetizzazione a polarità alternata delle barrette.

Per aumentare ulteriormente la capacità del « freno » magnetico, attorno alle sbarrette è stato avvolto un filo di rame a massa. In tal modo, è stato realizzato un generatore elettrico, del quale l'armatura o parte mobile è rappresentata dal satellite in rotazione e lo statore o parte fissa dal campo magnetico terrestre. Ponendo in cortocircuito l'avvolgimento di rame, l'elettricità che vi si genera si trasforma in calore, sottraendo così un ulteriore quantitativo di energia dalla rotazione del satellite.
Al momento dell'iniezione in orbita, il « Transit I-B » ruotava in ragione di 2,8 giri al secondo. Quattordici giorni dopo, i dispositivi magnetici e meccanici avevano ridotto la rotazione dell satellite ad un giro ogni 250 secondi. Con il solo dispositivo magnetico, la rotazione del « Transit IIA » fu ridotta a un giro ogni 1000 secondi, entro 25 giorni dal lancio.
Due scienziati del Laboratorio di Fisica Applicata hanno realizzato anche un dispositivo che, utlizzando il campo magnetico terrestre, consente ad un satellite di rimanere orientato rispetto alla Terra. *(u.s.)*

Allo studio negli Stati Uniti una legge che renderà obbligatoria la produzione di televisori in grado di captare 12 canali VHF e 70 UHF

La Commissione federale per le Telecomunicazioni (Federal Communications Commission) presenterà un disegno di legge al Congresso per rendere obbligatoria negli Stati Uniti la fabbricazione di televisori che siano in grado di ricevere senza alcuna modifica o aggiunta i programmi televisivi di 70 canali ad UHF, oltre a quelli dei canali a VHF.
Il provvedimento è destinato principalmente a stimolare la realizzazione di nuove stazioni trasmittenti UHF sull'intero territorio nazionale ed indirettamente a promuovere nuove iniziative televisive nel settore culturale e la diffusione di programmi cine teatrali a pagamento.
Secondo gli esperti, la produzione in serie dei televisori adatti ai 12 canali VHF (da 2 a 13) e ai 70 canali UHF (da 14 a 83) determinerà una maggiore spesa di circa 10 dollari ad apparecchio.
Nel frattempo, la Commissione per le Telecomunicazioni ha affidato alla Radio Corporation of America la costruzione di una stazione televisiva UHF, che irradierà i suoi programmi dalla torre dell'Empire State Building a New York. L'impianto dovrà accertare esattamente il campo di servizio delle emittenti televisive UHF, operando sul canale 31. *(u.s.)*

Realizzazioni Remington Rand dei calcolatori elettronici

La memoria pellicolare costituisce la base delle novità tecniche annunciate dalla Remington Rand allinizio del 1961 nel settore dell'elaborazione elettronica dei dati. « Lo sviluppo di una memoria pellicolare, capace di funzionare normalmente in condizioni che non fossero quelle di laboratorio, costituiva finora una grande difficoltà per i tecnici della produzione dei calcolatori. Il successo dell'Univac rende ora possibile una intera nuova « generazione » di elaboratori, capaci di operare in nanosecondi, cioè in miliardesimi di secondo, anzichè in milionesimi di secondo ». Così ha dichiarato Dause L. Bibby, Presidente della Reminton Rand.
La memoria pellicolare — « thinfilm memory » — consiste in serie di particelle metalliche, dello spessore di pochi milionesimi di pollice, lasciate da vapori di ferro, nickel, cobalto o altre sostanze ferromagnetiche su un supporto adatto, quale uno strato sottilissimo di vetro.
L'Univac 1107 « Thin-film memory » — primo elaboratore che adoperi una memoria pellicolare — è un'altra delle novità Remington Rand.
Il complesso viene considerato come il primo della « terza generazione di calcolatori ». Esso è in effetti da annoverare fra i più rapidi finora costruiti. Il suo prezzo poi è ben più basso di quello richiesto per l'acquisto di complessi molto meno moderni.
Fra le applicazioni tipiche dell'Univac 1107 vanno annoverati il calcolo scientifico, l'analisi numerica di dati, la soluzione di sistemi matriciali nei trasporti, la programmazione di gestioni aziendali, i sistemi di contabilità logistica e livello delle giacenze.
Contemporaneamente appare sul mercato mondiale l'Univac 490 « Real Time ». Si tratta di un complesso operante in « tempo reale » su vasta rete. Esso è in grado di fornire istantaneamente l'elaborazione dei dati per il controllo della produzione e dell'inventario a quelle aziende che dispongono di impianti, filiali e depositi distanti l'uno dall'altro.
Una versione « militare » dell'Univac 490 è l'Univac 1206. Si tratta di un complesso particolarmente studiato per le applicazioni strategiche della marina, dell'aeronautica e delle forze armate terrestri.
La Remington Rand ha infine annunciato l'uso del nuovo compilatore automatico COBOL (Common Business Oriented Language) per calcolatori Univac. Si tratta del primo mezzo che consenta la programmazione in linguaggio comune commerciale (inglese), ed offra quindi il vantaggio di ridurre il tempo della programmazione da alcune settimane a un paio di giorni. *(v.o.)*

Nella foto: il generatore 103 AR controllato a quarzo e ad alta stabilità, costruito dalla Hewlett Packard Co. Si tratta di un generatore avente stabilità su lunghi periodi di 5 parti su 10^{10} al giorno. Compatto e completamente transistorizzato è un tipico esempio di strumento realizzato secondo criteri moderni. Esso fornisce due segnali sinusoidali, uno a 1 MHz, il secondo a 100 kHz con impedenza interna di 50 Ω

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Siemens 1728

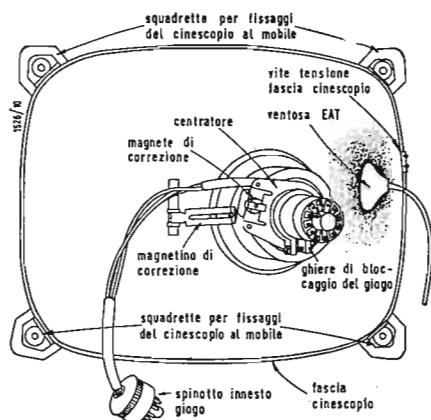



Fig. 1 - Sistema di fissaggio del cinescopio.

Il televisore Siemens 1728 è del tipo intercarrier ad alimentazione universale con reti da 110 a 240 V (42-60 Hz). Il consumo è di circa 150 VA. Esso dispone di 12 valvole più 5 diodi al germanio, e di 2 raddrizzatori al selenio. Nella prima serie questi ultimi sono 3. Il cinescopio usato è del tipo a schermo semi-sferico con deflessione a 90. La focalizzazione è elettrostatica. Il campo di ricezione è suddiviso in 10 canali di cui 8 che corrispondono ai canali italiani, uno di riserva e l'altro per la UHF. Il valore della media frequenza video è di 38,885 MHz e quello della media frequenza audio 33,385 MHz (5,5 MHz). La presa di antenna è simmetrica a 300 Ω. La potenza di uscita, 1,5 W con altoparlante magnetodinamico.

1. - VALVOLE

PCC88 ($V_{500}/_{t1-t2}$) doppio triodo AF super-cascode (ampl. FI per il canale UHF). ECF 80 ($V_{501}/_{p-t}$) amplificatore FI video. 6CF6 (V_{220}) convertitore oscillatore. 6AN8 (V_{221p}/V_{612t}) amplificatore FI e amplif. separatrice di sincronismo. 6AW8A ($V_{223p}/_{611t}$) amplificatore finale video, separatore impulsi di sincronismo. OA70 (222) rivelatore video. 6AU6 (V_{441}) limitatore FI audio. 2 x OA79 (437-439) rivelatore a rapporto. ECL80 (V_{442}) preamplificatore-amplificatore finale audio. 2 x RL246 ($V_{840\ 841}$) diodi CAFF. ECC82 (V_{842}) generatore deflessione orizzontale a multivibratore. PL36 (V_{843}) amplificatore finale di riga. PY81 (V_{844}) smorzatore/incrementatore (damper). DY86 (V_{845}) raddrizzatore EAT, PCL82 (V_{724}) oscillatore e amplificatore finale di quadro. 17BJP4 (V_{324}) cinescopio. 2 x B250C, 2 x B250, C125 (2- serie), 3 x B250/C125 (I serie), raddrizzatori al selenio di alimentazione (a ponte).

2. - SMONTAGGIO TELAIO

Oltre ai soliti accorgimenti quale la sfilatura delle manopole eccettera, occorre togliere: 1) lo spinotto di collegamento del giogo, 2) il collegamento EAT, staccando la ventosa. 3) lo zoccolo di alimentazione cinescopio. 4) dissaldare i terminali dell'altoparlante. 5) togliere le tre viti poste sulla parete posteriore del mobile.

2.1. - Sostituzione valvole e trasformatore di riga

Dato che non tutte le valvole sono accessibili è consigliabile smontare sempre il telaio, tenendo presente che la sostituzione delle valvole del tuner può richiedere un ritocco della taratura. La sostituzione delle valvole DY86, PL36, EY81 deve essere effettuata smontando parte della gabbia di protezione. Per sostituire il trasformatore di uscita di riga è necessario procedere nel seguente modo: 1° togliere il collegamento EAT, staccando la ventosa dal cinescopio, 2) togliere il clips delle valvole PL36 ed EY81. 3) dissaldare i cavetti di collegamento 4) svitare le 4 viti di ancoraggio al telaio togliendo infine il trasformatore EAT dalla propria sede.

Per lo smontaggio del cinescopio si seguiranno le solite norme già descritte per altri televisori della Siemens. Per procedere alla pulitura dello schermo e del cristallo occorre rimuovere tanto il telaio quanto il cinescopio (fig. 1).

2.2. - Regolazione di servizio

Linearità e altezza di quadro. Regolare i potenziometri P_{721} (fig. 2) e P_{723} fino a far diventare l'immagine lineare in senso verticale. In qualche caso, sostituendo ad esempio la valvola PCC82, deve essere ritoccato anche P_{722}. *Linearità e ampiezza di riga.* Molto raramente è necessario procedere a tale regolazione, se necessario si ritoccherà la posizione dell'apposito magnetino di correzione.

L'ampiezza si varia agendo sullo spinotto 838 per il quale sono previste quattro posizione. Se è opportuno si ritoccherà anche l'altezza del quadro. *Regolazioni sul cinescopio.* Nel caso in cui la posizione del pennello elettronico non coincida col centro dello schermo si ritoccherà l'apposito centratore magnetico posto intorno al collo del tubo.

Se le righe di orientamento non risultano parallelo ai bordi dello schermo occorre ruotare il giogo di deflessione. Gli elettrodi di messa a fuoco sono polarizzati in modo tale da consentire la minima aberrazione di astigmatismo e di sfericità, unitamente ad un tracciato nitido su tutto lo schermo.

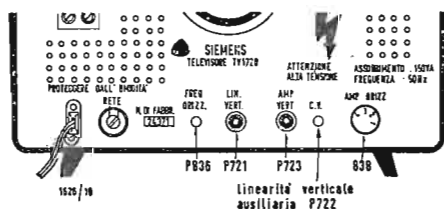



Fig. 2 - Comandi e regolazioni posteriori.

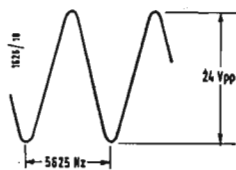



Fig. 3 - Messa a punto dell'oscillatore orizzontale

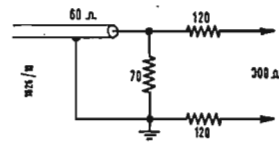



Fig. 4 - Circuito per il passaggio sbilanciato, bilanciato.

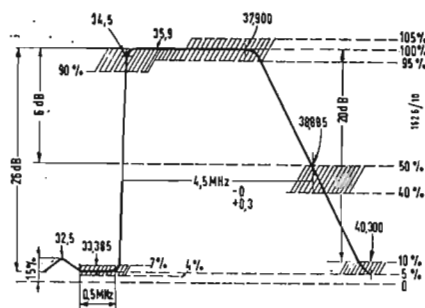



Fig. 5 - Curva di risposta RF-FI e tolleranze.

Fig. 6 - Gruppo RF, vedi testo a pag. 180.

Fig. 7 - Curva di risposta RF e tolleranze relative.

2.3. - Messa a punto dell'oscillatore orizzontale

1) porre in corto circuito la bobina L_{835} del circuito volano. 2) ruotare fino a metà corsa il potenziometro di sincronismo orizzontale P_{824}. 3) regolare il potenziometro P_{823} fino a far apparire l'immagine. 4) togliere il corto circuito di L_{835}. 5) inserire un oscilloscopio sulla paglietta a valle della resistenza R_a 18 k in modo da ottenere la forma d'onda indicata in figura 3 regolando il nucleo della bobina per la massima altezza.

3. - CONTROLLI ELETTRICI

3.1. - Misure di tensione

Mentre per il controllo delle tensioni anodiche e di quelle di accensione è sufficiente l'uso di un normale strumento universale ad alta resistenza, per le altre misure è indispensabile un voltmetro a valvola con resistenza di ingresso non inferiore ai 10 MΩ. La misura della EAT si esegue con il voltmetro a valvola mediante sonda adatta per tensioni superiori ai 30 kV. Tale misura va effettuata tra la ventosa, del trasformatore di riga, e la massa. Con i comandi di contrasto e luminosità al minimo, dovrà essere di circa 16.000 V.

3.2. - Misure di corrente

1°) la corrente anodica si misura sul fusibile 103 e deve risultare di 225/270 mA. 2°) la corrente di alimentazione, in alternata, è di 510 mA per 220 V e si misura in serie al primario del trasformatore di alimentazione. 3°) corrente anodica della sezione a radio frequenza è circa 17 mA., e si controlla dissaldando il collegamento rosso di alimentazione anodica del gruppo a RF. 4°) correnti del cinescopio da misurare in serie al catodo: a luminosità minima 0 μA, a luminosità massima 200 μA.

3.3. - Misure sugli impulsi

Gli oscillogrammi debbono essere controllati tramite un oscilloscopio avente una resistenza d'ingresso superiore ai 10 megaohm (con sonda) ed una capacità s'ingresso, minore di 20 pF. Occorre che tale strumento sia tarato in volt/picco a picco ($V/_{pp}$) oppure che tale misura sia possibile effettuarla con il voltmetro a valvola.

3.4. - Controllo delle valvole

E' da tenere presente che la prova statica eseguita con normali provavalvole, specialmente quando si tratta di valvole appartenenti ai circuiti di sincronismo non da garanzie sufficienti sulla loro perfetta efficienza. E' sempre consigliabile ricorrere alla prova pratica mediante sostituzione delle valvole.

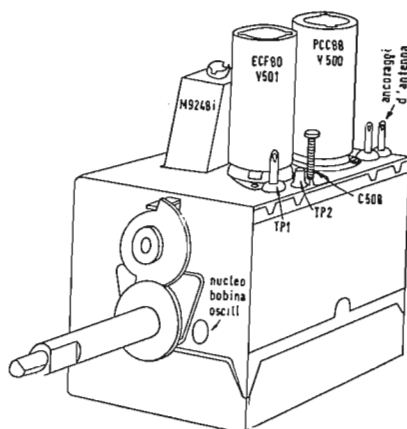
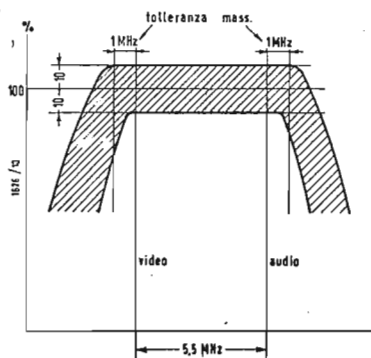
4. - PRESCRIZIONI DI TARATURA

4.1. - Generalità

Anormalità nella taratura generalmente si riscontrano soltanto in occasione del cambio di qualche valvola dei circuiti RF e FI o di qualche elemento relativo i circuiti accordati. Perciò in caso di difetto nel funzionamento, innanzi tutto dovrà effettuarsi il *Controllo elettrico*. Ad ogni modo sia ben chiaro *che chi non dispone di mezzi adeguati farà molto bene ad astenersi da qualsiasi tentativo di taratura.*

4.2. - Controllo curva di risposta totale RF-FI

Strumenti: vobulatore per tutti i canali, oscilloscopio, marker per 38,885 MHz PV, 33,385 MHz PA, 32,2 MHz trapp. V, 33,4 Trapp. S. Adattatore, come da fig. 4 per 60/300 Ω nel caso che il vobulatore disponga di sola uscita a 60 Ω.

1°) Collegare il vobulatore alle boccole antenna eventualmente tramite adattatore. 2°) collegare l'oscilloscopio tramite un condensatore da 0,1 μF al catodo del cinescopio. 3°) le frequenze del marker PV, PA, TV, TS si inviano alla FI in modo da non causare deformazioni alla curva di risposta. (tramite cilindretto di accoppiamento). La curva di risposta deve avere la forma di cui alla fig. 5 il gradino della portante audio sarà visibile soltanto se l'oscilloscopio è regolato per una sensibilità molto elevata. Piccole divergenze della curva correggono regolando di 1/4 di giro, al massimo, i nuclei dei vari circuiti di FI. Ciò naturalmente se tali differenze

esistono su tutti i canali, perchè nel caso il fenomeno si verifichi su di un solo canale è ovvio che la causa deve essere ricercata nei circuiti a RF. Qualora la curva non migliori è opportuno passare ai controlli di cui ai seguenti paragrafi.

4.3. - Taratura e spazzolamento circuiti frequenza intermedia video

Strumenti: Vobulatore (30-45 MHz), oscilloscopio, generatore per 30-45 MHz controllato a quarzo e modulato in ampiezza al 30% con uscita a 60 Ω e con attenuatore di uscita, Voltmetro a valvola per 10 V e resistenza superiore ai 10 MΩ sonda con diodo al germanio come indicato precedentemente.

1°) Collegare il vobulatore al cilindretto di accoppiamento e sostituirlo allo schermo della valvola mescolatrice V_{601}, assicurandosi che la massa sia perfetta. 2°) Collegare l'oscilloscopio tramite un condensatore da 0,1 μF al punto TP3, o nel caso necessiti un segnale amplificato al catodo del cinescopio. 4°) Commutare su di un canale libero. Dato che l'apporto della sezione a RF è scarso la curva risultante deve essere quasi identica a quella di fig. 5, tenendo presente che la figura sarà invertita.

4.4. - Spazzolamento e ritaratura dei circuiti a radio frequenza

La curva di risposta a RF si controlla solo nel caso in cui la curva complessiva risulti deformata per un canale. Tenere presente che i gruppi di bobine (settori) sono tarati ed incollati in fabbrica e quindi non esiste possibilità alcuna di ritoccarli: tutto al più debbono essere sostituiti. Strumenti: vobulatore per tutti i canali, oscilloscopio, marker per portanti audio e video RF per tutti i canali, adattatore.

1°) Collegare il vobulatore, eventualmente tramite adattatore, all'antenna; 2°) collegare l'oscilloscopio al punto TP1 (fig. 6); 3°) iniettare i segnali del marker corrispondenti alle portanti video ed audio, in modo da non deformare la curva. La curva deve risultare simile a quella di fig. 7.

Per controllare il prestadio si toglie il coperchio della sezione AF. Premendo lateralmente sulle mollette di fermo si tolgono dal tamburo le bobine o i settori di uno dei canali; si smorza la bobina del prestadio saldando ai terminali 1-5 una resistenza antinduttiva da 200 Ω. Si reinserisce nel tamburo il settore commutando sul canale corrispondente e si ricontrolla la curva di risposta. Si deve aumentare la tensione di uscita del vobulatore per il fatto che il prestadio è reso inefficiente dalla resistenza. Se la curva migliora ciò significa che il prestadio è starato. In tal caso dopo aver tolto la resistenza di cui sopra, si correggerà il compensatore C_{508}: in caso di mancanza di miglioramento occorrerà ritarare il filtro di

Fig. 8 - Curva di risposta del discriminatore.

Tabella di riferimento per la ritaratura dei circuiti di FI, onde ottenere — col metodo dello spazzolamento — la curva di risposta FI (fig. 5).

Stadio FI	Nucleo da regolare	Accessibili sul telaio	Corrisp. *A*	Osservazioni
M 9848 i (sul tuner)	L_{531}	di sopra	ca. 37 MHz	regola l'ampiezza della curva, lato video
M 9248 i	$L_{238\ 239}$	di sotto	» 35,5 »	stabilisce la posizione della portante audio
(I-FI)	L_{236}	di sopra	» 33,3 »	regola l'ampiezza della curva, lato audio
M 9248 g	L_{228}	di sopra	» 34,5 »	regola l'inclinazione del fianco audio
(II-FI)	L_{227}	di sotto	» 37,9 »	regola l'inclinazione del fianco video e quindi la posizione della portante
M9248m	L_{216}	di sopra	» 32,3 »	spiana il tratto che interessa la portante audio
(III-FI)	$L_{214/216}$	di sotto	» 36,1 »	bilanciamento del tratto rettlineo della curva

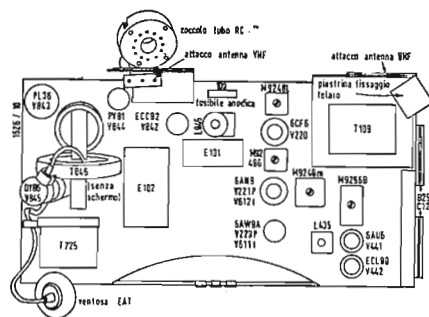



Fig. 9 - Disposizione dei componenti sul telaio (vista superiore).

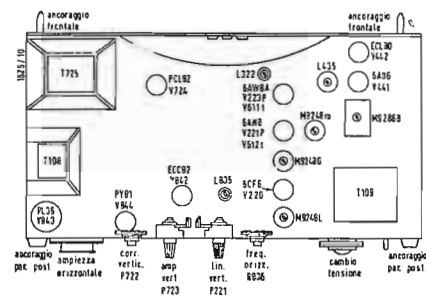



Fig. 10 - Disposizione dei componenti sul telaio (vista inferiore).

banda a RF. Quest'ultima operazione si esegue ritoccando i compensatori C_{519}.

4.5. - Ritaratura oscillatore

L'oscillatore è esattamente accordato quando la migliore immagine corrisponde alla posizione centrale della manopola di sintonia fine. In caso di spostmenti notevoli occorre rifare l'allineamento variando l'induttanza per mezzo del nucleo accessibile togliendo le manopole del selettore di canale e della sintonia. Tale ritocco può essere eseguito durante la ricezione di un normale programma TV.

4.6. - Taratura trappola 5,5 MHz e FI audio

Strumenti: vobulatore per frequenza 5,5 MHz deviazione 300 kHz, oscilloscopio, generatore a quarzo per 5,5 MHz modulato in ampiezza al 30%, marker-generatore per 5,3-5,7 MHz, voltmetro a valvola per 10 V.

1°) Collegare il voltmetro al punto TP3
2°) collegare l'oscilloscopio al punto 14
3°) commutare su di un canale libero.

La curva spazzolata deve avere la forma di fig. 8. Il punto 0 della curva del discriminatore e la frequenza della portante audio a 5,5 MHz devono corrispondere (tolleranza $\pm$ 25 kHz). Piccoli ritocchi possono essere effettuati agendo sul secondario del discriminatore audio M9286B fig. 9. La banda passante fra le due punte deve essere simmetrica ed avere una larghezza minima di 150 kHz e massima di 250 kHz.

4.7. - Taratura per punti

Si collega il generatore a quarzo non modulato predisposto su 5,5 MHz al punto TP_3 (tensione di entrata 2 mV circa). Si collega il voltmetro a valvola al punto TP_4 tra R_{a100} e R_{a33k}. Si commuta su canale libero. Si tarano per il massimo segnale i circuiti accordati L_{435} ed il primario M9286B dopo aver starato il secondario. Si tara quindi per lo zero il secondario di M9286B. Tenere presente che oltrepassando lo zero la tensione si inverte di segno.

4.8. - Trappola a 5,5 MHz

Si collega il generatore a quarzo al punto TP_3 e il voltmetro a valvola munito di sonda rivelatrice a RF al catodo del cinescopio. Si immette il segnale, ad intensità qualsiasi, e si tara la trappola L_{322} in modo da individuare sul voltmetro a valvola il punto di tensione minima. *A*

E' scomparso un pioniere della radio

Mentre la Rivista è in corso di stampa giunge notizia di un grave lutto nel mondo della radio: l'ing. Eugenio Gnesutta (i1GN) non è più.
L'annuncio, che giunge improvviso e inatteso, lascia nello sgomento tutti noi e ci addolora profondamente.
Ai famigliari, la staff de *l'antenna* porge le più sentite condoglianze.

Abbonati RAI-TV a fine febbraio

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia a fine febbraio 1961 hanno raggiunto la cifra di 8 milioni 184 mila di cui 2 milioni 400 mila anche alla televisione.
In confronto al 31 dicembre 1960, a quanto informa l'Agenzia Economica Finanziaria, gli abbonati alle radiodiffusioni, risultano aumentati di 178 mila 632 e gli abbonati anche alla TV di 276 mila 455. (*v.o.*)

Collegamento radiotelefonico Roma-Tel Aviv

Giovedì 23 marzo, presso l'Ufficio centrale delle Telecomunicazioni dell'Italcable a Roma, ebbe luogo l'inaugurazione del collegamente radiotelefonico Roma-Tel Aviv il cuo terminale israeliano è gestito dalla locale amministrazione P.T.
A Roma il collegamento fu inaugurato dal ministro delle Poste e Telecomunicazioni on. Spallino, alla presenza dell'ambasciatore di Israele ed alti funzionari dei ministeri degli Esteri e delle Poste. Alla cerimonia analoga di Tel Aviv intervenne il ministro delle Postre israeliano. (*v.o.*)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Regolatore di volume a transistori con campo di regolazione di 40 dB*

Il regolatore di volume per bassa frequenza descritto nel presente articolo permette di compensare variazioni del livello della tensione in entrata fino a 40 dB e può sopportare elevate tensioni in entrata, pur mantenendo bassa la distorsione. Esso può funzionare per una temperatura variante da — 20 a + 40 °C e può arrivare fino a + 60 °C se si impiega un transistore pnp al silicio. Le altre caratteristiche corrispondono a quelle richieste per le apparecchiature professionali.

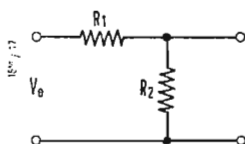



Fig. 1 - Schema di un partitore di tensione resistivo.

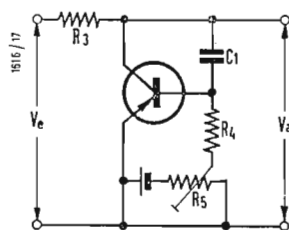



Fig. 2 - Partitore di tensione formato con una resistenza ohmica ed un transistore.

1. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il transistore, con la sua caratteristica in entrata ad andamento strettamente esponenziale nella zona inferiore, può essere considerato un elemento amplificatore ideale per i circuiti di regolazione. La pendenza della caratteristica di regolazione nella parte utilizzabile della stessa è data dalla formula:

$$S \simeq 39 I_e \qquad (1)$$

A causa dell'influenza della corrente di collettore e della resistenza di base, che tende a linearizzare la caratteristica di entrata alle correnti di collettore elevate, si riesce in pratica e raggiungere con un solo stadio un campo di regolazione di 20 dB. Naturalmente si può allargare questo campo collegando più stadi in cascata. Però anche con questo sistema si arriva molto rapidamente ad un limite massimo, perchè nella zona inferiore di utilizzabilità della pendenza si hanno delle altre distorsioni anche con tensioni in entrata relativamente basse. In pratica questo limite si raggiunge già con tensioni di alcuni mV.

Gli stadi seguenti a causa delle sempre maggiori tensioni in entrata rendono possibili dei fattori di regolazione sempre minori. In questo modo i costi crescono molto rapidamente inoltre si peggiora progressivamente anche il rapporto segnale-disturbo. Le condizioni sono tanto peggiori quanto maggiore è la massima tensione in entrata. Questa deve essere riportata ad un valore accettabile per mezzo di partitori di tensione o di attenuatori.

In un divisore di tensione resistivo il rapporto fra la tensione in uscita (V_u) e la tensione in entrata (V_e) è uguale a (fig. 1):

$$\frac{V_u}{V_e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (2)$$

Questo rapporto può essere reso variabile, prevedendo per esempio una resistenza R_2 variabile. La stessa funzione può essere svolta da un transistore nel quale si renda variabile la resistenza di uscita (resistenza interna) (fig. 2). La resistenza in uscita relativamente alta del transistore deve essere molto ridotta per la sempicità del circuito. Ciò si può fare in un modo molto conveniente con una controreazione di corrente proporzionale alla tensione dal collettore alla base attraverso il condensatore C_1. La tensione in uscita del transistore controreazionato è uguale a:

$$R_u = \frac{R_u}{1 + K.S.R_u} \qquad (3)$$

Dove: K è il rapporto fra la tensione di controreazione e la tensione in uscita ed S la pendenza ricavata dalla relazione (1).

Il prodotto $K.S.R_u$ nel denominatore della formula (3) è molto grande rispetto ad 1. Si può quindi trascurare quest'ultimo. Il condensatore C_1 si deve dimensionare in modo che la sua reattanza possa essere trascurata. La tensione di controreazione è allora uguale alla tensione in uscita ed allora K è uguale ad 1. La formula (3) si può allora semplificare nella seguente.

$$R_u \simeq \frac{1}{S} \qquad (4)$$

Nello schema di principio della fig. 2 viene mostrato come si può variare la pendenza della caratteristica, variando la tensione base-emettitore.

* KNOBLOCH, W., NF-Volumenregler fur 40 dB Regelberlich mit Transistoren, *Radio Mentor*, gennaio 1961, pag. 35.

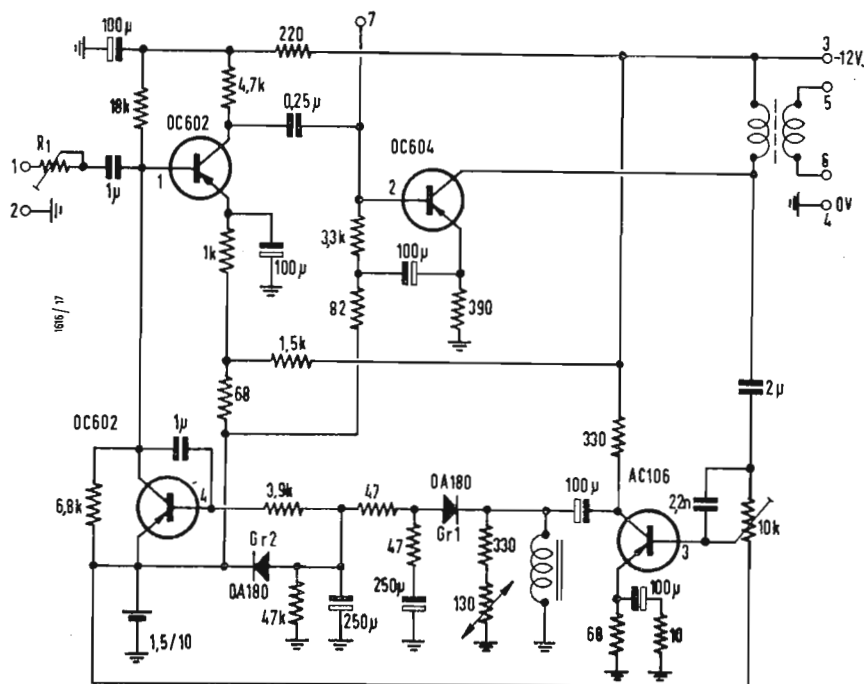



Fig. 4 - Schema completo del regolatore di volume per bassa frequenza.

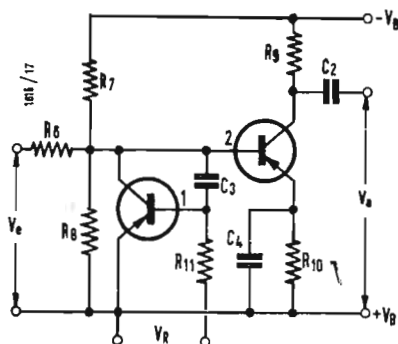



Fig. 3 - Combinazione di un partitore di tensione, regolabile con un transistore, e di un normale stadio di amplificazione a transistore regolato.

R_4 è solo una resistenza di disaccoppiamento che serve ad impedire che una parte troppo alta della frequenza fonica possa essere derivata dalla base verso il punto di potenziale nullo. Con questo circuito si può raggiungere un campo di regolazione di 20-30 dB con una distorsione trascurabile.

Nella fig. 3 è rappresentata la combinazione di un divisore di tensione regolabile con un normale stadio regolato. Il transistore 1 direttamente regolato si trova in parallelo con la resistenza R_8 che rappresenta la resistenza inferiore del partitore di tensione per la tensione di base del transistore 2. Un aumento della corrente di mettitore del transistore 1 ha come conseguenza una diminuzione della sua impedenza in uscita in corrente alternata e della sua resistenza in corrente continua, ciò provoca a sua volta una diminuzione della pendenza del transistore 2. La regolazione indiretta del transistore 2 allarga il campo di regolazione totale. Questo circuito, a causa della partizione di tensione provocata dal transistore 1, permette maggiori livelli della tensione in entrata e garantisce un migliore rapporto segnale disturbo.

Nella fig. 4 è disegnato lo schema completo di un regolatore di volume costituito secondo il principio illustrato. Il campo di regolazione arriva a 40 dB. La temperatura di funzionamento può variare da —20 a + 40°C. I risultati delle misure descritti più avanti sono stati ottenuti su un prototipo nel quale il transistore di regolazione OC 602 era stato sostituito con un transistore *pnp* al silicio.

Il circuito in entrata corrisponde a quello della fig. 3. La resistenza R_1 deve essere regolabile per permettere di compensare le dispersioni delle caratteristiche del transistore in entrata 1 non controreazionato per la corrente in entrata. Il valore di questa resitenza dipende dalla gamma di valori della tensione in entrata. Il valore minimo ammesso è di 1 kΩ; ad esso corrisponde un campo di tensione in entrata variabile da —50 dB a —10 dB (da 0,775 mV a 77,5 mV). Con 10 kΩ si ha un campo da —40 dB a O dB (da 7,75 mV a 77,5 mV) e così via. La maggior parte della resistenza in entrata del regolatore è costituita dalla resistenza R_1; ad essa si deve aggiungere un'altra parte variabile da 100 a 1200 Ω che dipende dalla resistenza in entrata del transistore 1, dalla resistenza in uscita variabile del transistore di regolazione 4 e dagli altri componenti.

L'emettitore del transistore in entrata 1 è polarizzato negativamente per mezzo del divisore di tensione 1,5 kΩ/68Ω, in modo da mantenere il campo di regolazione anche contro possibili influenze di elevate temperature esterne sulla corrente di collettore.

La tensione di polarizzazione per il transistore di uscita 2 viene derivata come quella del transistore 3 dal circuito di stabilizzazione. Dal morsetto 7 si può far arrivare un'altra entrata non regolata con una sensibilità di 100 mV (—17 dB). Il trasformatore in uscita è previsto per l'accoppiamento con una linea a 600 Ω. Ai suoi morsetti in uscita si può controllare che la resistenza interna dello stadio in uscita è uguale a 1,5 kΩ.

Per la generazione della tensione di

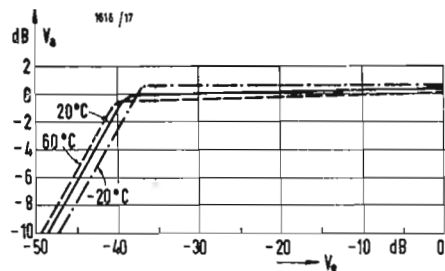



Fig. 5 - Caratteristiche di regolazione per la frequenza di 300 Hz a varie temperature.

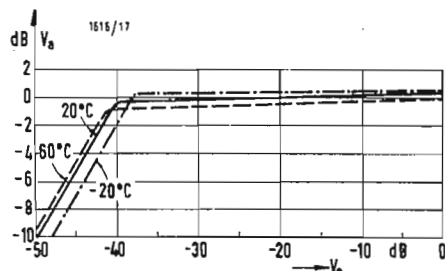



Fig. 6 - Caratteristiche di regolazione per la frequenza di 1 kHz a varie temperature.

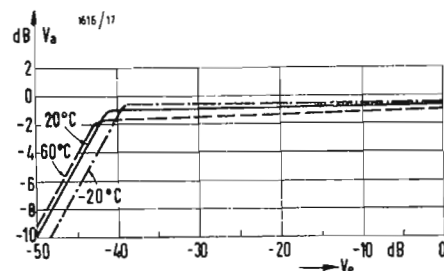



Fig. 7 - Caratteristiche di regolazione per la frequenza di 3 kHz a varie temperature.

regolazione si porta al transistore 3, attraverso un potenziometro di taratura da 10 kΩ la tensione alternata di collettore del transistore in uscita. Lo amplificatore di regolazione deve essere di potenza elevata per permettere brevissimi tempi di regolazione. La potenza di regolazione, portata al raddrizzatore *Gr* 1 attraverso un condensatore da 100 μF, carica in un tempo brevissimo; due condensatori da 250 μF, ogni volta che le punte della tensione alternata superano la tensione di riferimento del circuito di stabilizzazione.

I condensatori si scaricano attraverso la resistenza da 47 kΩ. Con ciò, quando il livello della tensione in entrata diminuisce, l'amplificazione del regolatore aumenta in modo relativamente lento.

Questo comportamento è necessario per non aumentare inutilmente i rumori di fondo durante le pause della voce. Per impedire la scarica completa dei condensatori, essi sono collegati, attraverso il raddrizzatore al germanio Gr 2, al potenziale di emettitore del transistore di regolazione 4. Senza questa avvertenza il tempo di ricarica, dopo pause molto lunghe, diventerebbe eccessivamente lungo. Il termistore da 130 Ω serve a compensare in modo abbastanza buono le influenze delle variazioni della temperatura esterna sui valori elettrici degli elementi inseriti nel circuito di regolazione.

La tensione in uscita viene regolata al centro del campo di regolazione per mezzo del potenziometro da 10 kΩ. La tensione in uscita con tensione in entrata di forma sinusoidale è uguale a 0 dB. Nella trasmissione di musica e di voce questo è il valore medio; le punte massime di tensione possono raggiungere i 6 dB.

2. - RISULTATI DELLE MISURE

Abbiamo costruito un prototipo secondo il circuito delle fig. 4 con un transistore al silicio nello stadio di regolazione. Questo prototipo è stato provato in diversi cicli di temperatura da —20° C a + 20 e + 60°C. Qui di seguito presenteremo e commenteremo i valori ottenuti.

3. - CARATTERISTICA DI REGOLAZIONE

La caratteristica di regolazione è stata controllata con tensioni sinusoidali a 300 Hz, 1 kHz e 3 kHz. La resistenza R_1 aveva un valore di 10 KΩ La tensio-

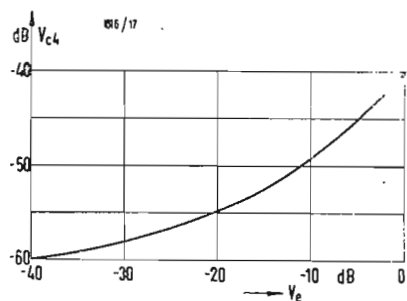



Fig. 8 - Andamento della tensione sul collettore del transistore 4 in funzione della tensione in entrata.

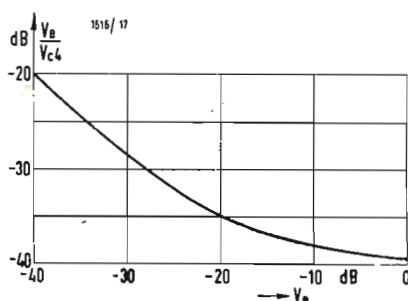



Fig. 9 - Andamento del rapporto del divisore di tensione in funzione della tensione in entrata.

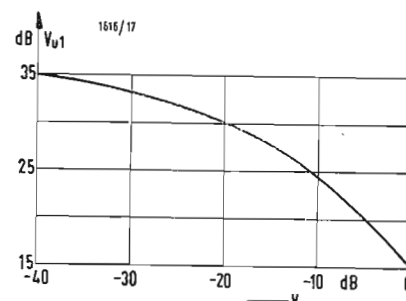



Fig. 10 - Amplificazione di tensione del transistore 1 in funzione della tensione in entrata.

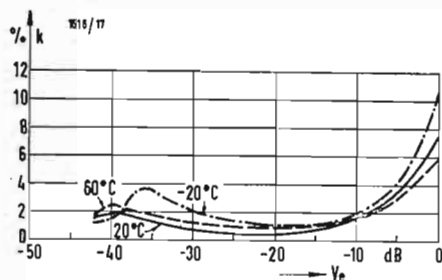



Fig. 11 - Andamento del fattore di distorsione in funzione della tensione in entrata alla frequenza di 300 Hz per varie temperature.

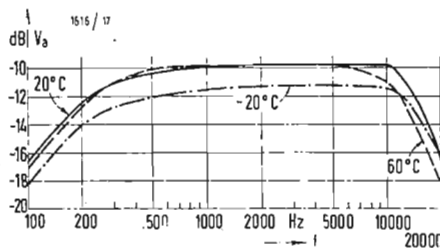



Fig. 14 - Curva di risposta dell'amplificatore non regolato (V_e = —50 dB) a diverse temperature.

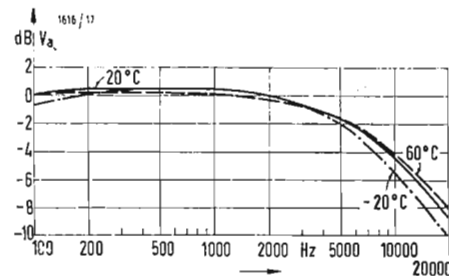



Fig. 15 - Curva di risposta dell'amplificatore completamente regolato (V_e = 0 dB) a diverse temperature.

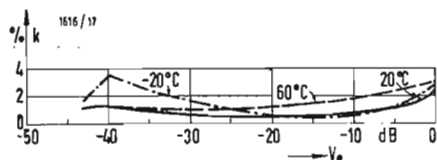



Fig. 12 - Andamento del fattore di distorsione in funzione della tensione in entrata alla frequenza di 1 kHz per varie temperature.

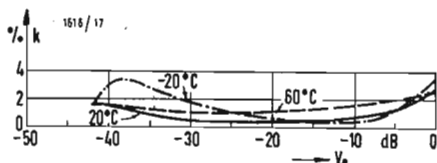



Fig. 13 - Andamento del fattore di distorsione in funzione della tensione in entrata alla frequenza di 3 kHz per diverse temperature.

ne in entrata è stata variata da —50 dB a 0 dB. I risultati sono rappresentati nelle fig. 5-6-7. Esse mostrano che la regolazione inizia a circa —40 dB e che poi la tensione in uscita aumenta di meno di 0,6 dB per tensioni in entrata fino a 0 dB. Le piccole differenze dell'inizio della regolazione che si hanno per le varie frequenze dipendono dalla curva di risposta dell'amplificatore non regolato. Ciò si vedrà anche più avanti nella fig. 14.

Si possono riconoscere bene anche le influenze della temperatura esterna. Esse sono dovute soprattutto alle variazioni della capità dei due condensatori elettrolitici da 100 μF collegati agli emettitori dei due transistori 1 e 2 e dal transistore in entrata non controreazionato. Ciò nel campo di non regolazione; nel campo di regolazione le influenze della temperatura esterna si manifestano a causa della non esatta compensazione effettuata dalla resistenza da 330 Ω e dal termistore da 130Ω.

La suddivisione del campo di regolazione fra il partitore di tensione, formato prevalentemente dalla resistenza R_1 e dalla resistenza di uscita del transistore 4, e l'influenza della variazione della pendenza del transistore 1 è indicata nelle fig. 8,9, 10.

La fig. 8 mostra la tensione alternata sul collettore del transistore 4 in funzione della tensione in entrata. Il rapporto del partitore di tensione in funzione della tensione in entrata è rappresentato nella fig. 9. Infine la fig. 10 mostra l'andamento dell'amplificazione di tensione del transistore 1, sempre in funzione della tensione in entrata.

4. - DISTORSIONE

Durante la rilevazione della caratteristica di regolazione furono misurate anche le componenti distorte della tensione in uscita. Esse sono rappresentate nelle fig. 11, 12, 13 in funzione della tensione in entrata per le tre diverse frequenze. Il parametro variabile è la temperatura ambiente. Verso il termine del campo di regolazione le distorsioni aumentano. Questo fatto è provocato dalla forte regolazione che abbassa moltissimo la pendenza della caratteristica di entrata del transistore. La punta massima di distorsione che si ha verso l'inizio del campo di regolazione è dovuta a due cause. Da una parte il transistore in entrata, quando funziona in condizioni di massima amplificazione e dall'altra parte acquista una certa importanza l'ondulazione residua della tensione raddrizzata da Gr1, filtrata con 100 μF, 47Ω, 100 μF e portata al transistore di regolazione che all'inizio del campo ha ancora una impedenza di entrata relativamente alto ed uguale all'impedenza d'uscita. Questo effetto si fà sentire meno al diminuire della temperatura a causa dell'aumento dell'angolo di perdita dei due condensatori elettrolitici da 100 μF, come si può osservare bene nelle curve rilevate.

Il rapido aumento della distorsione che si ha alla frequenza di 300 Hz è dovuto sia all'aumento della reattanza capacitiva dei due condensatori e quindi al peggioramento del filtraggio, sia al peggiore comportamento elettrico del trasformatore d'uscita alle basse frequenze, dovuto al dimensionamento molto stretto.

5. - CURVA DI RISPOSTA IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA

La curva di risposta dell'amplificatore non regolato (fig. 14) è limitata quasi esclusivamente dalle caratteristiche del trasformatore di uscita. Quindi si hanno delle minime variazioni in funzione della temperatura ambiente. La curva di risposta dell'amplificatore regolato (fig. 15) dipende soprattutto dalle caratteristiche di frequenza degli elementi inseriti nel circuito di regolazione. Con il condensatore da 2,2 μF sulla base del transistore 3 si è sovracompensata la diminuzione alle alte frequenze e si è portata la caduta verso le frequenze più alte. Le influenze della temperatura esterna sono minime.

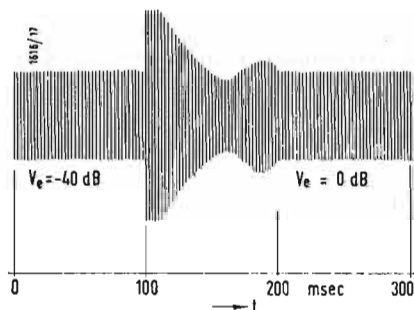



Fig. 16 - Transitorio di attacco nel caso di forte regolazione.

Fig. 17 - Tempi di regolazione per variazioni di ampiezza di 40 dB.

6. - TEMPI DI REGOLAZIONE

Da un regolatore di volume professionale si richiede che i tempi di regolazione per la diminuzione dell'amplificazione siano inferiori a 50 ms e che quelli per l'aumento di volume siano superiori a 2 s. Questi tempi si possono ottenere nei circuiti a transistori solo con una forte spesa. Una elevata resistenza di scarica abbassa la temperatura massima ammessa per il transistore di regolazione; dall'altra parte maggiori valori della capacità aumentano i tempi di regolazione in aumento. Si è perciò deciso di impiegare nel circuito del raddrizzatore una bobina a bassa resistenza ohmica.

Con elevati fattori di regolazione i transistori di attacco (fig. 16) si fanno sentire in modo molto forte. Essi potrebbero essere attenuati caricando l'amplificatore della tensione di regolazione con la combinazione di termistori per temperatura ambiente normale ed elevata. Per temperatura ambiente molto bassa è sufficiente il carico dato dall'aumento delle perdite dei condensatori elettrolitici. Una ulteriore attenuazione si ottiene con le due resistenze da 47Ω dopo il raddrizzatore. I tempi di regolazione rilevati sono rappresentati nella fig. 17.

7. - ALTRE CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Il rapporto segnale-disturbo del regolatore di volume, alimentato con un accumulatore al piombo, è risultato superiore a 70 dB. La percentuale delle armoniche di alternata dipende dalle caratteristiche dell'alimentatore. Variado la tensione di alimentazione da 10 a 15,1 V si sono riscontrate variazioni della tensione in uscita di circa 0,2 dB. Naturalmente con tensioni di alimentazione molto inferiori alla nominale si ha un aumento della distorsioni; con tensioni superiori si hanno invece distorsioni minori. L'assorbimento complessivo di corrente in tutto il campo di regolazione ed al variare della temperatura da —20 a +60°C è compreso fra 21 e 28 mA.

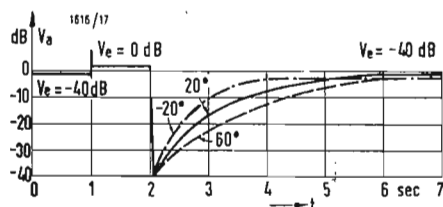
L'amplificazione contemporanea di due segnali a diversa frequenza non dà luogo a sensibili aumenti della distorsione. Delle prove fatte con minori tensioni in entrata ed in uscita hanno dimostrato che con il principio descritto si può arrivare a campi di regolazione fino a 60 dB, naturalmente con una maggiore spesa.

8. - SCELTA DEI COMPONENTI

Fra tutti i componenti elettrici quelli che presentano maggiori variazioni delle caratterictiche sono i condensatori elettrolitici. Nel prototipo furono impiegati dei condensatori speciali con un buon comportamento alle basse temperature. Migliori risultati si potrebbero però ottenere con dei condensatori elettrolitici al tantalio. In tutti gli stadi si possono montare transistori del tipo indicato ma di colore caratteristico qualsiasi.

9. - DATI DI AVVOLGIMENTO

BOBINA:
Nucleo: M20 × 0,1/0,3 Din 41 302 E3.
Avvolg.: 1000 spire 0,13 rame smaltato.
TRASFORMATORE D'USCITA:
Nucleo: Ferrite EE 30 — 14 FT 2101. 24. K1.
Primario: 2800 spire 0,09 rame smaltato.
Secondario: 1300 spire 0,13 rame smaltato.

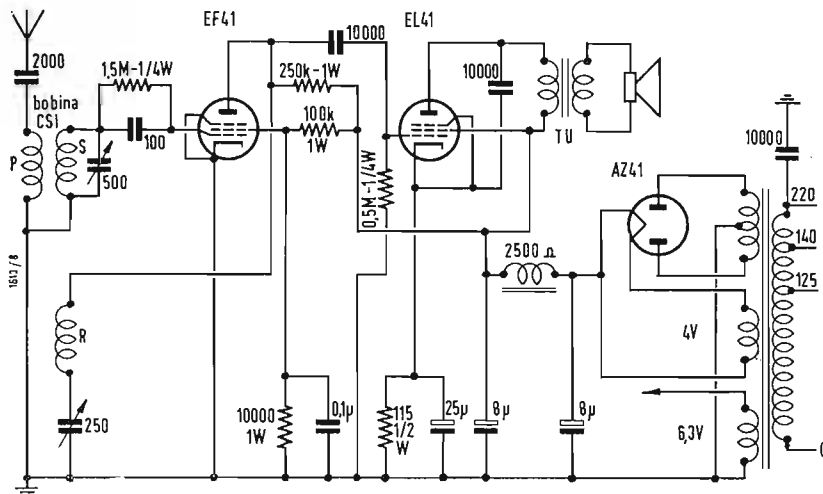
A

Sviluppi e tendenze della radio-TV alla Fiera di Milano

(segue da pag. 145)

rete (anche sino al 15 %). Qualche costruttore ha presentato anche dei televisori provvisti di comandi a distanze di qualche metro mediante piccoli generatori di ultrasuoni con vari pulsanti delle dimensioni di un pacchetto di sigarette: è possibile con essi commutare il canale, e regolare luminosità, contrasto, e volume sonoro senza muoversi dalla propria poltrona.

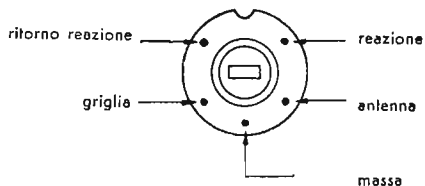
Circa le dimensioni degli schermi TV, si è ormai adottata una tacita intesa, nell'adozione di due sole soluzioni: 19 pollici o 23 pollici. Notevoli innovazioni sono state invece introdotte nella sezione audio dei televisori, nel senso che è stata sensibilmente migliorata la qualità e le prestazioni sonore con l'adozione di due o tre altoparlanti con emissione frontale anzichè laterale.

Possiamo affermare con fondatezza che il televisore 1961 di buona marca è veramente un capolavoro della tecnica elettronica. Cosa ci riserberà il prossimo anno?

A

Bobina per apparecchio reflex. Apparecchio a reazione per onde medie.

0247 – ***Sigg. A. Massarone – Isola Liri; G. Marchetti – Roma.***

Il signor Massarone per realizzare l'apparecchio di cui alla consulenza comparsa sul n. 5 di *l'antenna* può usare una delle tante bobine per onde medie che si trovano in commercio o procurandosene una delle ditta alla quale accenniamo più sotto.

In figura 1 si riporta lo schema di un apparecchio a reazione per onde medie di facilissima costruzione, come ci è stato richiesto dal Sig. Marchetti e che eventualmente può essere costruito anche dal Sig. Massarone, usando le valvole in suo possesso e modificando il circuito di alimentazione come indicato nella consulenza precedente.

Tale apparecchio è realizzato mediante l'impiego di un trasformatore d'entrata ad alta frequenza con avvolgimento di reazione CS1 della ditta Sergio Corbetta i cui terminali sono riprodotti in figura 2. Esso è costruito con la massima accuratezza e con l'impiego di filo Litz in modo da ottenere il massimo rendimento. Sono state usate le valvole EF41, EL41 e AZ41 ma evidentemente, come abbiamo detto sopra, esse possono essere sostituite con altri similari. Il trasformatore di alimentazione è del tipo comune per 3 o 4 valvole con tensioni per filamenti a 4 V e 6,3 V. Il valore dei vari componenti, che sono di numero assai limitato, è riportato direttamente sulla figura. La messa a punto non presenta particolari difficoltà. Occorre tenere presente però che un tale apparecchio può recare in taluni casi un certo disturbo agli apparecchi che si trovano nelle sue vicinanze.

(P. Soati)

Misura dinamica della resistenza di uscita di un transistore

0248 – ***Sig. T. E. Masini G. P. – Roma.***

Per la misura dinamica della resistenza di uscita di un trasnsistore vale il circuito di cui alla figura 64 del manuale *Transistori* dello Schreiber, e pubblicato dalla Editrice il Rostro.

La relativa formula da applicare a detto circuito è la seguente:

$$r_s = \frac{2(R - pR)}{2p - 1}$$

dove $p = U_2/U_1$.

In alcuni esemplari di detto manuale il termine $2p$ è stato sostituito erroneamente dal termine $1p$, questo è il motivo per il quale non le riusciva di risalire all'origine della formula. Apportando detta correzione le sarà possibile eseguire i vari passaggi senza difficoltà alcuna.

(P. Soati)

Radio-ricevitore del surplus tedesco MwEc

0249 – ***Sig. C. Pasquali – Trento.***

L'apparecchio MwEc, il suo possesso, non è un radiotrasmettitore bensì un radioricevitore il quale era molto usato dalle truppe tedesche durante l'ultimo conflitto.

Si tratta di un normale circuito supereterodina a due gamme adatto per la ricezione delle frequenze comprese fra 820-1600 e 1600-3000 kHz.

Attualmente non mi è possibile pubblicarne lo schema dato che debbo evadere altre richieste precedenti, relative il materiale surplus; però conto di pubblicarlo in uno dei prossimi numeri, essendo già stato richiesto da altri lettori.

In tale attesa penso che potrebbe controllarne il funzionamento, cosa che è tutt'altro che difficile. In primo luogo dovrà effettuare il collegamento con l'alimentatore, del quale sembre essere in possesso e che eventualmente può essere sostituito da un altro di tipo convenzionale costituito da un tubo raddrizzatore, con relativo filtraggio, e con alimentazione per i filamenti dei tubi RV 12P2000. Successivamente, dopo aver collegato l'antenna ai relativi morsetti A e la cuffia alla presa Fernhorer, se l'apparecchio è in buono stato dovrà ricevere qualche stazione.

In caso negativo, in attesa della pubblicazione dello schema, potrà eseguire qualche controllo del caso sui vari circuiti.

(P. Soati)

Radio trasmettitore e radioricevitore a valvole per radio comando particolarmente adatti per essere montati su modelli navali

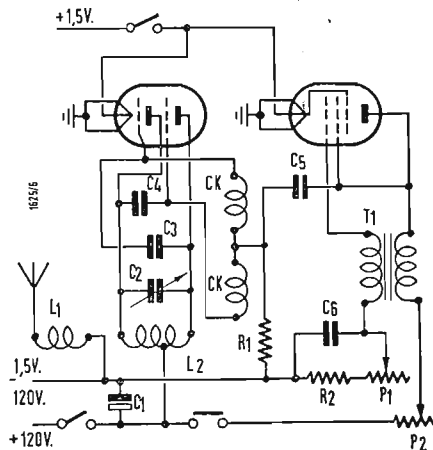
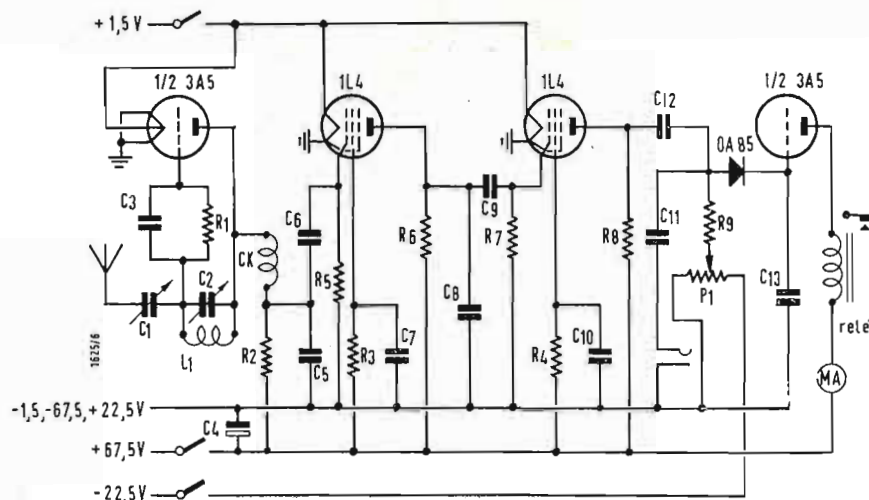
0250 – ***Sig. C. Puglisi – Avola; e altri richiedenti.***

Gli apparecchi che descriviamo sono stati realizzati dai soci dell'Associazione Francese dagli Amatori del telecomando per essere applicati al dispositivo di radiocomando della vedetta Gerlec.

Attualmente ci limitiamo alla descrizione degli apparecchi trasmittente e ricevente: in uno dei prossimi numeri analizzeremo la parte relativa i comandi e gli organi di trasmissione degli stessi.

Il trasmettitore, di cui allo schema di figura 1, è costituito da una valvola 3A5 montata come oscillatrice simmetrica e da una 3S4 avente il compito di modulatrice.

Nella realizzazione pratica occorre avere l'unico accorgimento di disporre in modo simmetrico i vari elementi che fanno parte del circuito oscillante. Il complesso è stato progettato per funzionare sulla banda dei 72 MHz, ma naturalmente nulla vieta di adattarlo a frequenze più basse, quali ad esempio quelle della banda dei 27 MHz. La bobina di accordo L_2, che deve essere costruita in maniera da presentare molta rigidezza e con connessioni particolarmente brevi, è costituita da 7 spire di filo di rame nudo da 10/10 con diametro interno di 10 mm e avvolte su di una lunghezza di circa 20 mm. La presa mediana deve trovarsi esattamente al centro.

La bobina di antenna L_1 è composta da

una spira e mezza dello stesso filo, avvolte con diametro interno di 12 mm. Questo due bobine debbono trovarsi sullo stesso asse e con il piano perfettamente parallelo. Il miglior grado di accoppiamento deve essere ricercato sperimentalmente: generalmente la distanza ottima fra le due bobine si aggira da 4 a 5 millimetri.

Le due bobine *CK* si costruiscono avvolgendo, a spire unite, 60 o 80 spire di filo smaltato da 10/100 su di un cilindro isolante da 5 mm di diametro avendo la massima cura affinchè esse siano perfettamente identiche.

Il trasformatore di BF, che sarà scelto con rapporto 1:3 o 1:4, può essere uno dei soliti che erano usati nei vecchi ricevitori. Mentre il primario dovrà essere inserito nel circuito anodico, il secondario farà parte del circuito di griglia. Il senso esatto dei collegamenti dei due terminali relativi il secondario dovrà essere trovato per tentativi in modo da ottenere le oscillazioni di BF. Ciò si controlla nel modo seguente: quando la 3S4 è sotto tensione, collegando alla sua placca un solo capo di una cuffia, si dovrà udire una debole nota musicale. Tramite i due potenziometri, ed un milliamperometro inserito nel circuito di alimentazione, si cercherà di ottenere una nota corrispondente al LA, nella posizione di minimo assorbimento di corrente. Dopo tale messa a punto i potenziometri non dovranno essere più ritoccati.

La messa a punto del circuito a radio frequenza si esegue agendo sul condensatore variabile di accordo C_2 con l'aiuto, ad esempio, di un Grid-Dip. Ad operazione ultimata si bloccherà il variabile mediante una goccia di vernice. L'antenna può essere formata da un conduttore avente la lunghezza di un metro ed il diametro di 2 millimetri fissato su di una traversina in steatite. Data la tensione di alimentazione piuttosto elevata, che in tal caso è stata ottenuta collegando in serie delle pile di tipo tascabile da 4,5V ciascuna, la potenza è dell'ordine dei 2 W, ciò che permette di eseguire ancora degli ottimi interventi sul ricevitore alla distanza di circa 800 metri.

Componenti: C_1 = 50 μF elettroliticO C_2 = 3-30 pF aggiustabile; C_3 = 47 pF; C_4 = 47 pF; C_5 = 0,05 μF; C_6 = 0,05 μF; R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 33.000 Ω; P_1 = 100.000 Ω pot.; P_2 = 100.000 Ω pot.

Il ricevitore di cui allo schema di figura 2, fa uso di tre valvole. La prima sezione della 3A5 funge da rivelatrice a superreazione mentre la seconda sezione costituisce lo stadio a corrente continua. Due valvole tipo *1L4* hanno le solite funzioni di amplificatrici. All'uscita del secondo stadio un diodo 0A85 raccoglie le tensioni amplificate e provoca per ogni segnale una tensione positiva che permette di annullare la tensione di polarizzazione negativa dello stadio a corrente continua. La corrente anodica di uscita, e che comanda il relé sensibile da 6.000 Ω, arriva fino a 3 mA per ogni segnale modulato per ritornare a zero in assenza di segnale.

La bobina di accordo L_1 è composta da 9 spire di filo di rame nudo da 10/10, avvolte su di un diametro esterno di 8 mm, ed una lunghezza di circa 18 mm. La bobina di impedenza CK viene realizzata nello stesso modo delle corrispondenti impedenze del trasmettitore. Il variabile è pure identico a quello usato per il trasmettitore stesso.

Il montaggio va iniziato partendo dallo stadio a superreazione. Il controllo di tale stadio si esegue collegando una estremità di una cuffia al condensatore C_6, che fa capo a *CK*, e l'altra estremità alla massa e inserendo un milliamperometro nel circuito AT. In tal caso si dovrà sentire il caratteristico soffio mentre la corrente dovrà aggirarsi su 0,3 o 0,4 mA. Toccando con le dita la bobina od il variabile la corrente dovrà salire a circa 2,5 mA ed il soffio scomparire. La ricezione dei segnali dà luogo alla scomparsa del soffio senza che si debba riscontrare alcun aumento di corrente. Da notare che la ricezione di una forte e missione modulata si può sentire debolmente con la cuffia inserita nel modo suddetto.

La messa a punto degli stadi successivi non presenta eccessive difficoltà. Sarà opportuno tenere presente che il diodo dovrà presentare una resistenza inversa di almeno 1 megaohm. L'uso di una pila da 67,5 V, anziché da 45 V, unitamente al condensatore elettrolitico permette di evitare eventuali fenomeni di motor boating. La tensione di polarizzazione da 22,5 per la quale si possono usare pile di dimensioni molto ridotte, tipo quelle per otofoni, permette, agendo sul relativo potenziometro, di annullare esattamente la corrente di uscita in assenza del segnale: ciò naturalmente comporta l'uso di un altro interruttore. Nel circuito originale è stato adottato un commutatore a tre sezioni e più posizioni, delle quali ne sono state usate due soltanto: marcia-arresto.

Componenti: C_1 = 10 pF aggiust.; C_2 = 3-30 pF aggiustabile; C_3 = 68 pF; C_4 = 50 μF elettrolitico; C_5 = 0,01 μF; C_6 = 0,01 μF; C_7 = 0,01 μF; C_8 = 0,01 μF; C_9 = 0,01 μF; C_{10} = 0,01 μF; C_{11} = 0,01 μF; C_{12} = 0,01 μF; C_{13} = 0,01 μF. R_1 = 1MΩ; R_2 = 10.000 Ω R_3 = R_4 = R_5 = 1 MΩ; R_6 = 470.000 Ω; R_7 = 1 MΩ; R_8 = 470.000 Ω; R_9 = 1 MΩ; P_1 = 1 MΩ, potenziometro.

(*P. Soati*)

A proposito dei circuiti stampati, della loro riparazione e del loro sviluppo nel campo della Tecnica

0251 – *Sig. M. Gigante – Taranto.*

Lei scrive testualmente « *ho avuto occasione di constatare come molti rivenditori e videoriparatori sconsiglino nel modo più assoluto l'acquisto di televisori montati su circuiti stampati, adducendo delle ragioni assurde come quella per cui dovendo sostituire un semplice elemento, come una resistenza, sia indispensabile sostituire l'intero pannello...* »

Evidentemente le suddette affermazioni non le possono essere state fatte che da persone le quali oltre ad avere una scarsa preparazione tecnica e pratica nel campo delle video riparazioni, debbono avere del denaro del prossimo un concetto del tutto particolare se è ben vero che il cambio di una semplice resistenza se lo fanno pagare 5.000 lire!

Del resto tali affermazioni sono piuttosto gravi se fatte da parte di tecnici se si tiene presente che l'impiego dei circuiti stampati si sta estendendo in tutti i campi dell'elettronica e in breve tempo sostituirà certamente il metodo convenzionale. Come avrà potuto notare nel numero di gennaio della Rivista è stato descritto un ottimo gruppo a RF della PHILIPS montato su circuiti stampati. I satelliti artificiali che attualmente viaggiano nello spazio dispongono di apparecchiature elettroniche realizzate totalmente su circuiti stampati. In Francia la SERVALCO ha costruito addirittura dei motori elettrici a circuito stampato: infatti gli avvolgimenti dello statore, del rotore, sia per c.c. che per c.a., sono stampati su dei dischi isolanti, riuscendo ad avere basse inerzie delle parti rotanti, basso costo e facile dispersione del calore.

Negli Stati Uniti, nella costruzione di macchine calcolatrici è stato possibile produrre con un particolare processo di stampaggio, non solo le connessioni tra i vari componenti ma i componenti stessi. Un metodo simile ha permesso di ottenere, sempre per stampaggio di materiali magnetici e di conduttori, una matrice per memoria magnetica completa di circuiti elettrici. La larghezza minima di connessione è di 2/100 di millimetro! Inoltre è stato realizzato un circuito oscillatore a dente

di sega modulato da un raggio luminoso sotto forma di un disco stampato di 15 mm- e del peso di 0,02 grammi. Con il sistema convenzionale il volume occupato sarebbe stato 1200 volte maggiore.

Attualmente si sta preparando un circuito le cui connessioni avranno la larghezza massima di 0,1 micron. Con tale sistema, lasciando il 90% della superficie destinato alle connessioni e agli spazi, si potranno collocare ben 100.000 componenti sulla superficie di un millimetro quadrato.

Da quanto è stato detto quì sopra la risposta alla domanda con la quale mi chiede il motivo per cui molti riparatori cerchino di evitare di cimentarsi alla riparazione di un circuito stampato è ovvia. Si tratta di persone che non hanno la preparazione sufficiente per eseguire una riparazione in modo ortodosso e che sono rimasti ancorati a sistema anacronistici dimenticando che al giorno d'oggi il progresso cammina speditamente. Chi non vuol perdere contatto deve mantenersi aggiornato: e per far ciò nulla di meglio che leggere *l'antenna!*

(*P. Soati*)

Modifiche da apportare al complesso SCR522 per adattarlo alla gamma dei 114 MHz. Il ricevitore BC624

0252 - *Sig. N. Corradi - Torino; e altri richiedenti.*

Or non è molto abbiamo esaminato le modifiche che occorre apportare al trasmettitore del complesso SCR 522 (BC625), adesso esaminiamo brevemente le modifiche che dovrà subire il ricevitore.

Innanzi tutto premettiamo che lo schema completo delle modifiche necessarie per adattarlo a funzionare in gamma 144 MHz è visibile in figura 1.

Trattandosi di un ricevitore del tipo super, con media frequenza a 12 MHz. e con banda passante di 150 kHz, avente un oscillatore del tipo a cristallo con quattro canali fissi, la modifica più essenziale riguarda l'oscillatore. Infatti occorre eliminare lo stadio oscillatore a cristallo e trasformare il generatore di armoniche in un oscillatore a sintonia variabile. Lo schema ci permette di stabilire quali sono le modifiche che occorre apportare ai circuiti rispetto allo schema originale, da noi pubblicato a suo tempo. Confrontando infatti i due schemi, risulta evidente che sono stati eliminati i condensatori 202-13, 14, 15; 204, 205, la resistenza 261, mentre la resistenza 262-1 è stata sostituita con altra avente un valore di 30.000 Ω. Naturalmente debbono essere pure eliminate tutte le bobine, il commutatore cristalli, con relativa basetta porta cristalli, le resistenze 264, 265, 266-1 e i condensatori 206-1,2; 202-27.

La trasformazione di tale circuito sarà facilitata se si avrà cura di smontare unitamente allo stadio interessato, la sezione amplificatore-armoniche. La messa a punto può essere effettuata tramite un grid-dip accoppiato alla induttanza dello stadio amplificatore con 9003. Stabilito che il circuito oscilla è opportuno regolare i compensatori 218-4,5 fino ad ottenere la massima deviazione del grid-dip. Generalmente è consigliabile eseguire tale operazione portando l'oscillatore su 130 o 154 MHz, a seconda che preferisca che l'oscillatore abbia il massimo rendimento ad una estremità della gamma piuttosto che nell'altra.

L'uso di una forte demoltiplica per la rotazione del variabile è indispensabile dato che la banda è compressa in una rotazione molto piccola del variabile. (*P. Soati*)

Schema del surplus WS21 - Caratteristiche dei tubi ATP7, AR8, ARP12

0253 - *Sig. F. Lo Magro - Palermo.*

Come le ho già comunicato lo schema dell'apparecchio in questione non è mai stato pubblicato su questa Rivista. Non appena sarà in mio possesso non mancherò di inviargliene una copia.

Ecco le caratteristiche dei tubi che le interessano.

ARP12 uguale al tubo VR23 - Pentodo. Filamento: 2V, 0.05A; Tensione di placca: 120 V; Tensione di griglia 1: - 1,5/60 V; Tensione di griglia schermo: 60 V; Corrente anodica: 1,45 mA, Corrente di griglia schermo: 0,5 mA; Pendenza: 1,08 mA/V: Capacità anodo-griglia 1: 0,006 pF; Capacità ingresso: 8 pF; Capacità uscita: 11 pF. Impiego: Alta e media frequenza. Zoccolo come da fig. 1.

AR8 = HL23DD triodo doppio diodo. Filamento: 2 V, 0,05 A; Tensione anodica: 100 V; Tensione di griglia 1: -1 V; Corrente anodica: 0,5 mA; Pendenza: 1, 2 mA/V μ : 25; Resistenza interna: 21.000 Ω; Carico anodico: 50.000 Ω; Capacità anodo-griglia 1 : 3,5 pF; Capacità ingresso: 2 pF; Capacità uscita: 6 pF. Impiego: Rivelatrice Amplificatrice BF (Amplificazione di tensione = 14) Zoccolo fig. 2.

ATP7 = V226 = Pentodo emiss. Filamento: 6 V, 0.3A; Tensione anodica: 450 V (max 600 V); Corrente anodica: 13 mA; Tensione di griglia: — 5 V; Tensione griglia schermo: 250 V (max. 300 V); *S*: 3 mA/V. R_a: 11.000 Ω; R_k: 7.000 Ω. Zoccolo come da fig. 3.

Le valvole VP23, HL23DD, V226, corrispondenti a quelle in suo possesso, sono prodotte dalla MAZDA.

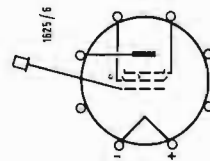



Fig. 1 - Zoccolatura del tubo ARP12.

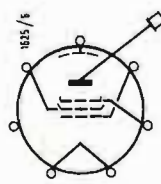



Fig. 2 - Zoccolatura del tubo AR8.

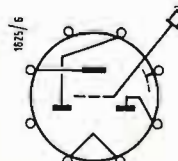



Fig. 3 - Zoccolatura del tubo ATP7.

Australia
Radio Melbourne ha variato da 11760 a 11710 kHz la propria frequenza per il servizio diretto al Nord America dalle 13.14-14.15. Altro canale impiegato è 7190 kHz (VLG7) che lavora in Inglese dalle 08.43 alle 09.30.

Austria
Il servizio austriaco ad onde corte è schedato su 9770 kHz dalle 12.00-14.00; su 7245 kHz dalle 05.00-06.00 e 16.00-19.00; su 7200 kHz dalle 14.00-16.30; su 6155 kHz dalle 06.00-10.00 e 20.00-22.00. Rapporti di ricezione a Radio Austria - Casella Postale 700, Vienna.

Canadà
Dal 27 gennaio Radio Canadà ha sospeso le sue trasmissioni in lingua italiana ed ha riorganizzato i propri programmi per mancanza di fondi (!). I nuovi programmi validi per marzo-aprile 1961 sono i seguenti: per l'Europa su m. 13,89 e 16,84 dalle 12.30 alle 15.15; su m. 16.84 dalle 15.15-15.30; su m. 16.84 e 19,58 dalle 15.30 alle 19.30. Per l'Africa sulle stesse lunghezze d'onda di m. 16,84 e 19,58 dalle 19.32 alle 20.45; su m. 19,32 dalle 20.45 alle 21.00. Per l'Europa (2ª emissione) su m. 19,32 e 25,60 dalle 21.00 alle 22.30 (21.00 francese e 21.45 inglese). Per il Nord del Canadà su m. 25,60 e 31,30 dalle 23.00 alle 23.45 Per i Caraibi e America latina dalle 00.00 alle 01.45 su m. 19,75 e 25,51. Per il Nord Canada dalle 02.00-08.05 su m. 25,60 e 25.51. Per l'Australasia dalle 09.30-10.00 su metri 31,15. Le esatte frequenze in MHz sono le seguenti: 21.60 (m. 13,89), 17.82 (m. 16,84), 15,32 (m. 19,58), 15,19 (m. 19,75), 11,76 (m. 25,51), 11,72 (m. 25,60), 9,63 (m. 31,15), 9,585 (m. 31,30). Rapporti di ricezione a Radio Canadà, Montreal - P.O. Box 6000.

Canarie
« La Voz de la Isla de la Palma » (dislocata alla Isola della Palma e da non confondersi con Las Palmas) una nuova stazione che lavora su 7388 kHz. Essa è stata notata in aria dalle 21.30 alle 24.00 (ora di chiusura) con programmi in lingua spagnola. Notizie alle 22.00 e 23.00.

Capo Verde
La stazione di Radio Barlavento è ascoltabile dopo le ore 23.15 su 3960 kHz con programmi in lingua portoghese.

Congo
Radio Leopoldville su m. 25,52 emette un programma in lingua italiana dalle ore 00.15 alle 00.30.

Cuba
Radio Salas (COBZ) su 9030 kHz da l'Havana non ha emesso per riparazioni. Ora è sentita dalle 04.30-06.00 con programmi musicali. Una altra stazione indicata come CMWB (?) emette su 15180 kHz dalle 22.30 alle 04.45. Una stazione che si definisce « Radio Liberazione di Havana » emette su 7162 kHz (registrata dalle 08.50 alle 09.05) e trasmette discorsi di Castro.

Etiopia
Radio Addis Abeba ha una trasmissione su 15.345 kHz per l'Africa e per l'Europa su 11.875 kHz dalle 21,25-21.35. Rapporti di ricezione la Radio Addis Abeba Post Office Box 1364 - Addis Abeba.

Germania
Radio Deutsche Welle di Colonia presenta la sua nuova scheda dei programmi: PRIMO - 07.45-10.45 su 21.650, 15.275, 11.795 kHz; 10.45-13.45 su 21.705, 17.815 kHz; 13.45-16.45 su 21.700, 17.875 kHz; 17.00-20.00 su 15.405, 11.795 kHz; 18.15-21.15 su 15.275, 11.945 kHz; 20.15-23.15 su 15.405, 9.640 kHz 23.30-02.30 su 11.945, 9.735 kHz; 01.00-04.00 su 11.795, 9.640 kHz; 04.00-07.00 su 11.795, 9.640 kHz; 02.45-05.45 su 9.735, 5.980 kHz. Servizio in Arabo: 12.45-13.30 su 21.650, 17.845, 15.405 kHz; 20.15-21.00 su 11.905, 9.735 kHz.

« Radio Liberta » di Monaco opera su 3.990 kHz dalle 04.00-21.00; su 6.055 kHz dalle 02.00-04.00; su 7.130 kHz dalle 01.00-03.00; 22.00-24.00; su 7.245 kHz dalle 23.00-05.00; su 9.730 kHz dalle 18.00-09.00; su 15.340 kHz dalle 23.00-06.00; su 17.730 kHz dalle 06.00-22.00; su 17.850 kHz dalle 06.00-09.00 e 18.00-23.00; su 17.865 kHz dalle 05.00-01.00. Le emissioni su 96.60, 11.935, 11.965, 15.395, 15.410 kHz sono continue nelle 24 ore. Rapporti di ricezione a: Damenstifstrasse 5 - Monaco 2 (Germania).

Ghana
Accra è schedata come segue: dalle 06.30-09.00, 17.30-23.15 su 3.366 e 4.915 kHz; 13.00-17.30 su 4.915 e 9.640 kHz.

Giappone
Il nuovo programma serale dal 5 marzo da Radio Tokio diretto all'Europa viene trasmesso dalle ore 20.00 alle 22.00 su m. 49,34, 30.80, 25.42 (kHz 6.080, 9.740, 11.800): tedesco 20.30-21.00, inglese 21.25-21.50, altre lingue: russo, francese, giapponese. Il programma pomeridiano viene trasmesso dalle 08.30 alle 09.30 (45 minuti in inglese e 15 in giapponese) su 19.82, 16.93, 13.88 m. (15.135, 17.725, 21.610 kHz).

Giappone
Radio Giappone da la scheda completa dei propri programmi: per il Nord America dalle 01.30-02.30 su 15.135, 17.725, 21.520 kHz; per il Nord America e Havai dalle 06.00-08.00 su 9.525, 11.800, 15.235, 17.825 kHz; per l'Europa (1ª) dalle 08.30-09.30 su 15.135, 17.725, 21.610 kHz; l'Europa (2ª) dalle 20.00-22.00 e Medio Oriente dalle 17.45-19.45 su 9.525, 11.800, 15.135 kHz; per l'Australia e Nuova Zelanda dalle 10.30-11.30 su 11.855, 15.235 kHz; per le Filippine e Indonesia dalle 12.30-13.00 su 11.855, 15.135, 17.725 kHz. Il servizio generale viene emesso dalle 01.00-01.30, 03.00-03.30, 05.00-05.30 su 15.115, 17.785, 21.610 kHz; dalle 07.00-08.00, 09.00-09.30, 10.00-10.30, 11.00-11.30 su 11.815, 15.105, 17.785 kHz; 12.00-12.30 su 11.815, 15.105, 15.235 kHz, 13.00-13.30 e 14.00-15.00 su 11.780,11.815, 15.235 kHz.

Giordania
Una cartolina da Amman elenca le frequenze di emissione e le potenze delle stazioni Giordane ad onde corte: 9.530 kHz (100 kW) dalle 04.30-09.05; 11.810 kHz (7,5 kW).

Gran Bretagna
La B.B.C. opera dalle 12.00-12,15 su 15.310 kHz; 15.15-19.15 su 21.675 kHz; 17.00-19.15 su 25.840 kHz per il Nord America. Il servizio ad onde corte della G.O.S. è in aria alle seguenti ore: 22.15-23.15 su 15.375 kHz; 22.15-01.15 su 11.860 kHz; 23.15-04.00 su 9.510 kHz; 23.30-04.00 su 9.825 kHz; 01.15-04.00 su 6.110 kHz per il Nord America. Il servizio diretto all'Africa e colonie è stato ridimensionato dalle 10.45-12.00; per la Rodesia ed il Niassaland dalle 10.45-11.00 (giovedì); per l'Africa Orientale e Centrale dalle 10.45-11.00 (venderdì e sabato); per le stesse aree dalle 11.30-11.45 (giornaliera); per l'Africa del Sud dalle 11.45-12.00 (domenica e giovedì); per le Isole Maurizio dalle 11.45-12.00 (secondo martedì del mese) e per l'Africa Centrale e Orientale dalle 11.45-12.00 (lunedì, mercoledì, venerdì, sabato). Queste emissioni sono in inglese su 25.720 e 21.640 kHz. Un nuovo programma « Shortwave listener's corner » è trasmesso al mercoledì alle ore 13,15 su 25.720, 21.470, 21.710, 17.870, 15.070, 15.110 kHz; al giovedì alle 02.15 su 6.110, 9.510, 9.825, 11.820, 11.860, 12.040 kHz; al giovedì alle 18.30 su 17.870, 15.070, 15.110 e 15.140 kHz.

Isole Cook
La stazione ZK1ZA (Rarotonga) ha variato la propria frequenza da 4965 a 5050 kHz Lavora da circa le 05.3 alle 07.00 (1,5 kW).

Marocco
La M.B.S. (Moroccan Broadcasting System è schedata come segue: per il Sud-Marocco (10 kW, Sebaa - Aioun): in arabo dalle 07.30-11.00, 13.00-16.00, 19.00-22.00 su 7.115 kHz; in francese dalle 07.45-09.30, 13.30-15.00, 19.30-24.00; in spagnolo dalle 02.30-10.00, 15.00-16.00, 24.00-01.00; in inglese dalle 13.00-13.30, 19.00-19.30, tutte su 7.225 kHz. Per l'Africa (50 kW, Sebaa Aioun eccetto 11.735 kHz - 50 kW da Tangeri): in arabo dalle 07.30-11.00 su 6.190 kHz; 13.00-16.00 su 15.345 e 11.735 kHz, 19.00-01.00 su 9505 kHz. In inglese dalle 19.00-19.30, in francese dalle 19.30-21.30, in Arabo 21.30-00.30 su 11.735 kHz. Per il Medio Oriente (100 kW Tangeri): in arabo (programma speciale) dalle 19.00-22.00 su 9.700 kHz. Le frequenze di 9.505 e 9.700 variano di pochi kHz.

Paraguay
Radio Encarnacion ZPA5 da Encarnacion su 11.940 kHz è stata ascoltata con musica popolare alle 24.00 e Radio Cultura su 6.210 kHz (ZPA16) con musica e notizie commerciali in spagnolo. Questa stazione è dislocata a Colonelo Viejo.

Perù
Radio Turiota (OAX7Z-5.790 kHz) trasmette in spagnolo dalle 21.00-03.00 (1 kW). La Voz del Altipiano su 5.820 kHz da Puno è stata notata alle 04.00 con un programma di musica richiesta « Corrispondenza musicale ». Il programma chiude alle ore 06.00.

Portogallo
L'ultima scheda programmi della Emissora Nacional di Lisbona: per il Nord America su 11.875 kHz dalle 01.00-05.00 e dalle ore 04.45 anche su 9.750 kHz); su 9.740 kHz dalle 03.00-05.00; per Timor su 21.495 kHz dalle ore 11.00-14.00 (anche per Macao alle ore 14.15); per India e Pakistan e per l'area del Golfo Persico su 21.495 kHz dalle 16.15-15.30 (anche su 17.880 kHz dalle 14.45); per Goa dalle 15.30-18.15 su 21.495 kHz (e su 17.880 kHz dalle 18.00); per la Somalia Britannica e Est-Africa dalle ore 18.15-19.00 su 17.895 kHz; per San Tomè, Angola e Mozanbico dalle 11.00-14.15 e 18.15-22.00 su 21.700 kHz; 19.00-22.00 su 17.895 kHz, 20.30-22.30 su 15.125 kHz; per la Guinea Portoghese ed Isole del Capo Verde dalle 11.00-14.00 su 21.700 kHz; 20.30-01.00 su 17.895 kHz, 20.45 01.00 su 15.125 kHz; per la flotta dei pescatori portoghesi dalle 22.30-01.30 su 11.840 kHz; per il Brasile dalle 15.30-18.15 su 21.700 kHz; dalle 22.30-02.45 su 17.895 kHz, dalle 22.45-03.00 su 15.125 kHz.